

VŠB - Technická univerzita Ostrava
Fakulta elektrotechniky a informatiky

DIPLOMOVÁ PRÁCE

2010

Bc. Stanislav HEJDUK

VŠB - Technická univerzita Ostrava
Fakulta elektrotechniky a informatiky
Katedra telekomunikační techniky

Aplikace napět'ově řízených zesilovačů
v telekomunikační technice

The voltage-controlled amplifiers in telecommunication technology

Rok: 2010

Jméno a příjmení: Bc.Stanislav HEJDUK

VŠB - Technická univerzita Ostrava
Fakulta elektrotechniky a informatiky
Katedra telekomunikační techniky

Zadání diplomové práce

Student: **Bc. Stanislav Hejduk**

Studijní program: N2647 Informační a komunikační technologie

Studijní obor: 2601T013 Telekomunikační technika

Téma: Aplikace napětově řízených zesilovačů v telekomunikační technice
The voltage-controlled amplifiers in telecommunications technology

Zásady pro vypracování:

1. Vypracujte přehled a porovnání parametrů komerčně dostupných typů zesilovačů s napětově řízeným zesílením (VCA).
2. Analyzujte vhodná zapojení ARC bikvadů pro aplikaci zesilovačů VCA k realizaci elektronicky laděných filtrů.
3. Navržené filtry experimentálně ověřte.

Seznam doporučené odborné literatury:

DOSTÁL, Tomáš, AXMAN, Vladimír. *Elektrické filtry*. Brno : FEKT VUT, 2002. 343 s. ISBN REL 002.

Vlastní literární rešerše k řešené problematice.

Formální náležitosti a rozsah diplomové práce stanoví pokyny pro vypracování zveřejněné na webových stránkách fakulty.

Vedoucí diplomové práce: **Ing. Zdeněk Tesař**

Datum zadání: 20.11.2009

Datum odevzdání: 07.05.2010

prof. RNDr. Vladimír Vašínek, CSc.
vedoucí katedry



prof. Ing. Ivo Vondrák, CSc.
děkan fakulty

Prohlášení:

**Prohlašuji, že jsem tuto diplomovou práci vypracoval samostatně.
Uvedl jsem všechny literární prameny a publikace, ze kterých jsem čerpal.**

Datum:.....

Podpis:.....

Abstrakt:

Tato práce se zabývá možnostmi aplikací napětím řízených zesilovačů v telekomunikační technice se zaměřením na elektronicky řízené filtry. Porovnává většinu komerčně dostupných obvodů napětím řízených zesilovačů z hlediska rozsahu zesílení, pracovní frekvence a řídicího napětí. Simulace chování filtrů jsou provedeny programem SNAP a nakonec jsou vybrané filtry experimentálně proměřeny, aby bylo možno porovnat vliv reálných parametrů použitých součástek na frekvenční charakteristiky.

Klíčová slova:

Napětím řízený zesilovač, zesilovač s proměnným ziskem, elektronicky řízené filtry, elektronicky řízené filtry 2.řádu, automatická regulace hlasitosti, kompresor, limiter, expander, kompander, aktivní RC filtry 1.řádu, aktivní RC filtry 2.řádu, Sallen-Key, Huelsman, Tow-Thomas.

Abstract:

This work has follow the possibility of using the voltage controlled amplifiers in telecommunication technology and it is orientated mainly to voltage controlled active filters. It compares the most of available integrated circuits with VCA function from viewpoints like gain range, gain bandwidth and control voltage. Simulations of filters behaviour are designed in SNAP software. In the end the chosen filters are experimentaly measured so we can compare influence of real components parameters to frequency characteristics.

Key words:

Voltage controlled amplifier, variable gain amplifier, voltage controlled filters, 2nd order voltage controlled filters, automatic volume control, compressor, limiter, expander, compander, 1st order active RC filters, 2nd order active RC filters, Sallen-Key, Huelsman, Tow-Thomas.

Seznam použitých symbolů a zkratek:

A	Zesílení	[V/V]
BW	Šířka pásma	[Hz]
C	Kondenzátor	[F]
f	Frekvence	[Hz]
Gain	Zesílení	[dB]
I	Proud	[A]
K	Přenosová funkce	[-]
Q	Činitel jakosti	[-]
R	Rezistor	[Ω]
U _{IN}	Vstupní napětí	[V]
U _{OUT}	Výstupní napětí	[V]
U _{REF}	Referenční napětí	[V]
Z	impedance	[Ω]
ω	úhlová rychlost	[rad]

VCA	Voltage controlled amplifier – napětím řízený zesilovač.
AVC	Automatic volume control – automatická regulace hlasitosti.
AGC	Automatic gain control – automatické řízení zesílení.
ARC	Aktivní RC filtr (realizovaný pomocí OZ, rezistorů a kondenzátorů).
OZ (OPA)	Operační zesilovač.
THD	Total harmonic distortion – celkové harmonické zkreslení.
SNR	Signal to noise ratio – poměr signál/šum.
DP (LP)	Dolní proust (Low Pass).
HP (HP)	Horní proust (High Pass).
BP	Pásmová propust (Band Pass).
Threshold	Prahová hodnota.
Mag.	Velikost napětí (Magnitude)

Obsah:

1	Úvod	1
2	Princip funkce VCA	2
3	Přehled parametrů dostupných VCA	3
3.1	BA7655A	3
3.2	SA5241	4
3.3	SSM2164	5
3.4	THAT 2162	6
3.5	LMH6503	7
3.6	LMH6518	8
3.7	VCA810	9
3.8	VCA 2619	10
3.9	Celkový přehled dostupných VCA	11
4	Možnosti řízení	13
4.1	Transformátor impedance	13
4.2	Automatická regulace hlasitosti	15
4.3	Řízení dynamiky signálu	17
5	Řízení ARC filtrů	19
5.1	ARC dolní propust I. řádu	19
5.2	ARC dolní propust II. řádu Sallen-Key	24
5.3	ARC dolní propust II. řádu Huelsman	27
5.4	ARC horní propust II. řádu Huelsman	30
5.5	Filtr 2.řádu Tow-Thomas	32
6	Experimentální ověření	43
7	Závěr	44
	Seznam použité literatury	45
	Seznam příloh	46

1 Úvod

Již několik let je pro většinu aplikací pracujících se signálem nemyslitelné, aby byla potřebná změna zesílení, případně jiných parametrů prováděna HW změnou hodnot součástek. Mnohem praktičtější je měnit hodnoty pouhou úrovní řídicího napětí. To lze provádět analogově a tudíž i plynule pomocí napětově řízených zesilovačů (dále jen VCA). Použitím D/A převodníku lze samozřejmě řídit zesílení i digitálně.

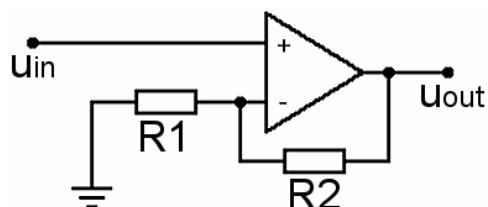
Jejich univerzálnost je pak dále podpořena faktem, že se nedávno začaly objevovat na trhu i obvody které již obsahují řídicí obvody schopné komunikovat sériovou, či paralelní sběrnici, řízení tak může probíhat bez nutnosti návrhu rozsáhlých zapojení pomocí mikroprocesoru s námi definovaným programem. Případný zásah pak tedy můžeme provádět pouze pomocí změny programu.

Cílem této práce je představit možnosti řízení parametrů obvodů pomocí VCA s možností využití v telekomunikační technice a podobných oblastech. Především je zaměřena na možnosti elektronického řízení aktivních filtrů.

V 2.kapitole je krátce vysvětlen princip fungování jednoduchého VCA. V kapitole 3 jsou srovnány parametry většiny dostupných integrovaných obvodů plnící funkci VCA, včetně podrobnějšího rozebrání vybraných obvodů, aby byly snáze pochopitelné jejich možnosti a problematika volby vhodného obvodu pro praktické použití. 4. kapitola pak stručně vysvětluje obvody automatického řízení hlasitosti a především možnost použití VCA jako transformátor impedance pro použití k řízení ARC filtrů, kterými se blíže zabývá 5. kapitola. Výsledky experimentálního ověření navržených zapojení jsou uvedeny v kapitole 6 a dále pak v přílohách I a II.

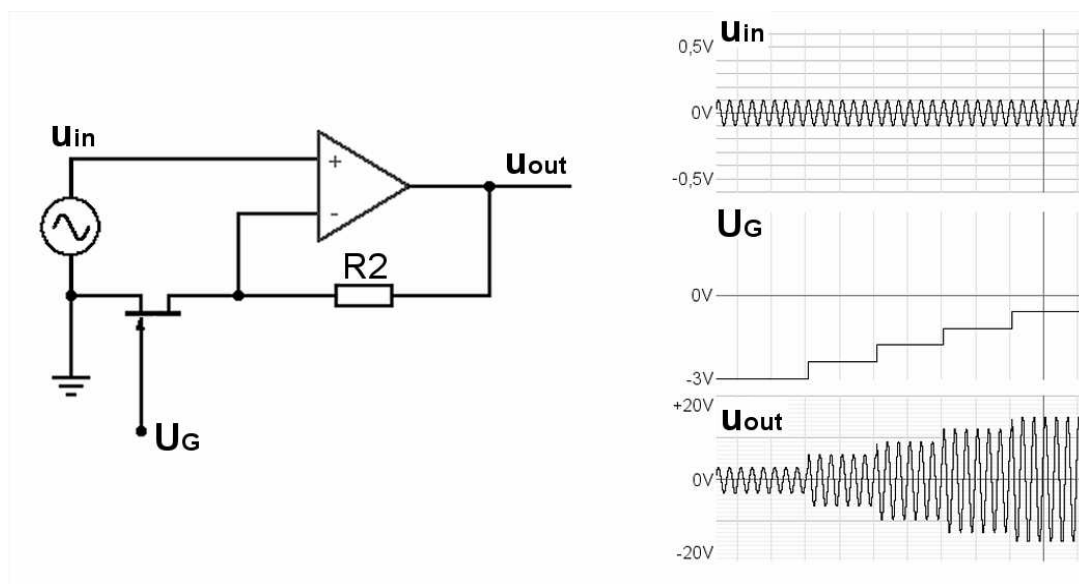
2 Princip funkce VCA

Zapojení jednoduchého napětím řízeného zesilovače (Obr.2.2) vychází ze základního neinvertujícího zapojení s operačním zesilovačem (Obr.2.1), kde platí vztah (2.a).



$$A = 1 + \frac{R_2}{R_1} \quad (2.a)$$

Obr. 2.1 Schéma neinvertujícího zapojení s OZ



Obr.2.2 Jednoduchý VCA spolu s průběhy napětí.

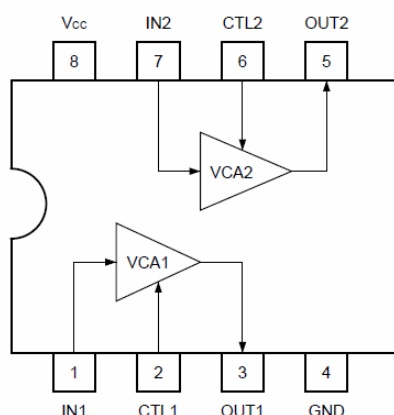
Nahrazením rezistoru R_1 unipolárním tranzistorem JFET získáme možnost regulace, kdy pomocí změny řídicího napětí U_G měníme jeho diferenciální odpor r_D , při zachování podmínky $u_{in} < U_P$ pracuje tranzistor v odporovém režimu ($r_D = \Delta u_{DS} / \Delta i_D$) a platí:

$$A = 1 + \frac{R_2}{r_D} \quad \text{kde} \quad r_D = \frac{r_{DSO}}{1 - \sqrt{\frac{|U_{GS}|}{U_P}}} \quad (2.b)$$

Pokud se jedná o parametry vstupního signálu, budeme omezeni na velmi malé hodnoty střídavého signálu, nebo hodnoty $u_{in} < U_P$. Pro praktické využití bude s největší pravděpodobností potřeba mnohem důmyslnější zapojení, pro takové případy pak existuje celá řada integrovaných obvodů rozmanitých parametrů, o nichž pojednává následující kapitola.

3 Přehled parametrů dostupných VCA

3.1 BA7655A(F) [8]



Obr.3.1.1 Blokové schéma

Vlastnosti:

Duální napětím řízený zesilovač navržený pro použití ve videorekordérech a videokamerách, má funkci úspory energie (aktivace tohoto režimu se provádí snížením řídicího napětí pod hranici +1V), což vede ke snížení spotřeby energie o 40% a je výhodné při napájení z baterií.

Charakteristiky:

Rozsah zesílení: -6dB ~ +6dB

Řídicí napětí: 2 ~ 5V

Napájecí napětí: +5V

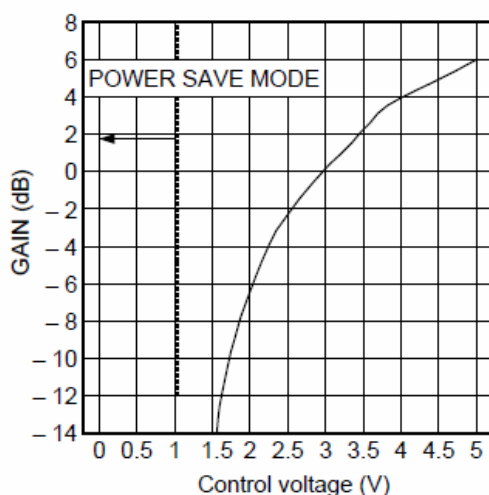
Max. výstupní napětí: $2,8V_{P-P}$

Pracovní teplota: -20 ~ +80°C

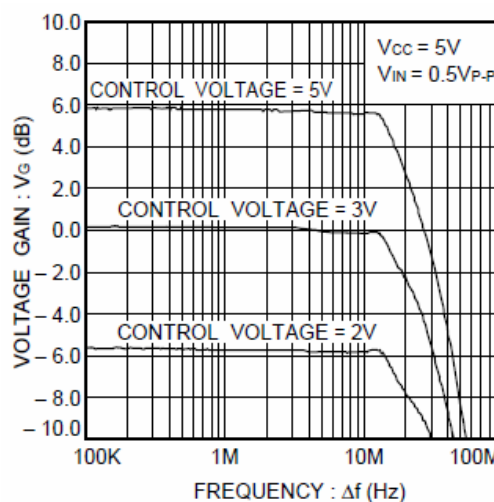
Chyba zesílení: max. 0,5dB *

*(platí v celém rozsahu pracovních teplot)

Max. pracovní frekvence: ~10MHz

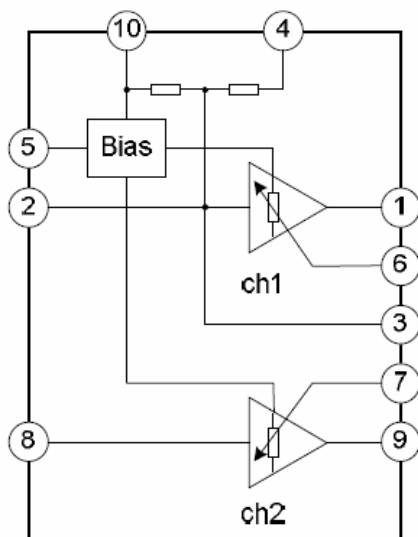


Obr.3.1.2 Závislost zesílení na řídicím napětí



Obr.3.1.3 Frekvenční charakteristika

3.2 SA5241 [9]



Obr.3.2.1 Blokové schéma

Vlastnosti:

Duální napětím řízený zesilovač (VCA) pro použití k elektronické regulaci hlasitosti analogových audio signálů. Vyznačuje se především velmi nízkou hodnotou zkreslení signálu a nabízí logaritmickou odezvu na řídicí napětí.

Použití:

- radiomagnetofony
- autorádia
- Hi-fi
- elektronické hudební nástroje

Charakteristiky:

Rozsah zesílení: -100 ~ 0dB

Řídicí napětí: -0,3 ~ 0V

Napájecí napětí: $\pm 15V$

Max. vstupní napětí: $3V_{RMS}$

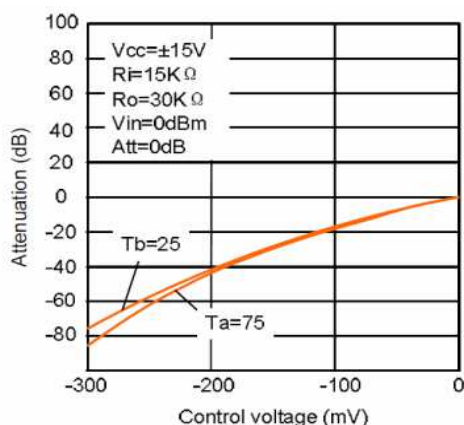
Pracovní teplota: $-20 \sim +75^{\circ}C$

THD: 0,2% ($V_0=1V_{RMS}$)

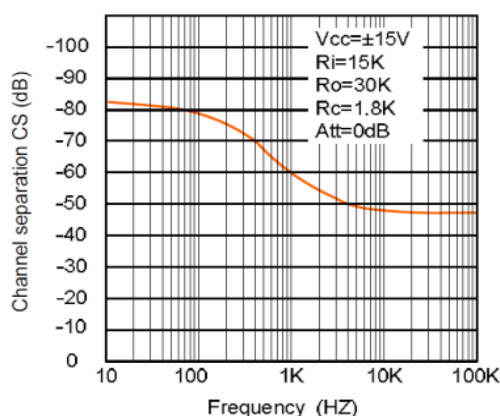
SNR: 94dB

Max. pracovní frekvence:*

*)Výrobce neuvádí konkrétní hodnotu, ani frekvenční charakteristiky. V materiálech je uvedena pouze charakteristika z obrázku (Obr.3.2.3) která znázorňuje hodnotu přeslechu mezi kanály v závislosti na frekvenci.

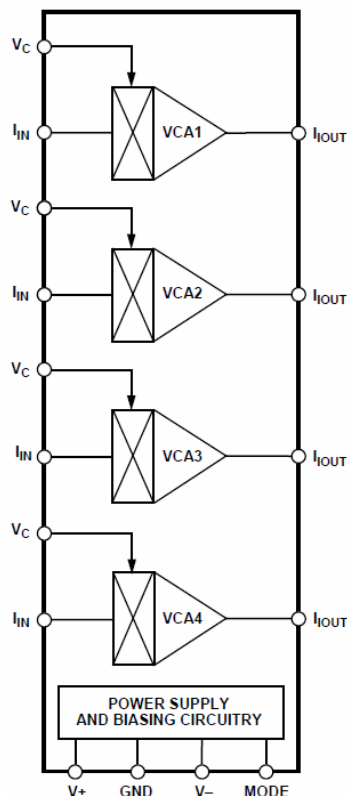


Obr.3.2.2 Závislost zesílení na řídicím napětí



Obr.3.2.3 Graf přeslechu mezi kanály

3.3 SSM2164 [7]



Vlastnosti:

Obvod obsahuje 4 nezávislé VCA, které nabízí proudový vstup a výstup pro zajištění flexibility návrhu zapojení. Předností tohoto obvodu je především nízká cena, která zaručuje snadnou dostupnost pro použití v audio aplikacích pro které je určen. Při 4 VCA na obvod je ideální pro mixážní pulty, řízení filtrů, elektronické korekce a efektové procesory. Jednotlivé VCA jsou sladěny s přesností 0,7dB a poskytuje možnost výběru pracovního režimu (A, nebo AB).

Charakteristiky:

Rozsah zesílení: -100dB ~ +20dB

Řídící napětí: -33mV/dB

Napájecí napětí: $\pm 15V$

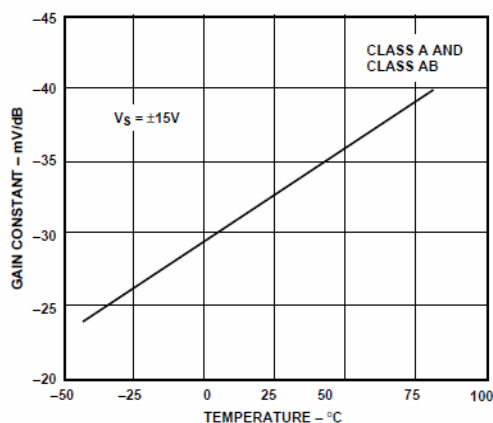
THD: 0,02%

Pracovní teplota: -40 ~ +85 °C

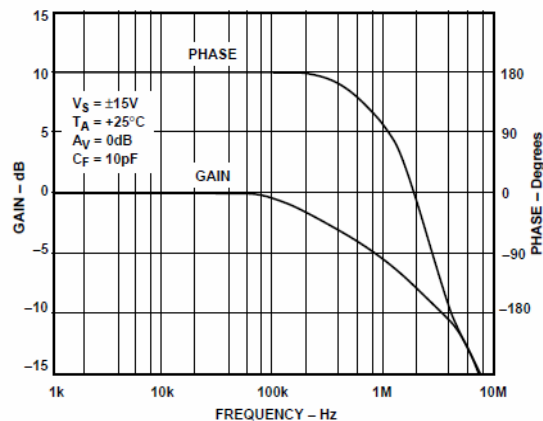
Max. pracovní frekvence: <1MHz*

Obr.3.3.1 Blokové schéma

*)Frekvence je závislá na hodnotě externího kondenzátoru C_F , který je potřeba pro zajištění stability výstupního zesilovače, pro $C_F = 10pF$ jsou na (Obr.3.3.3) frekvenční charakteristiky.

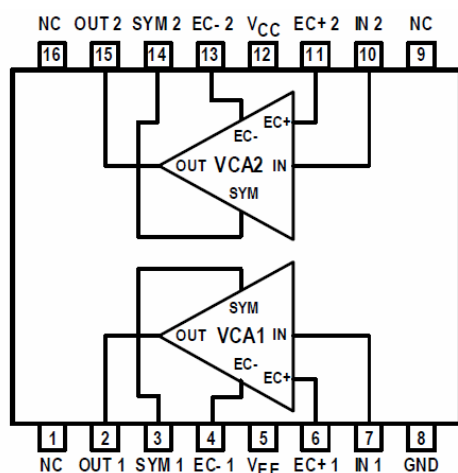


Obr.3.3.2 Vliv teploty na řídicí napětí



Obr.3.3.3 Frekvenční charakteristika

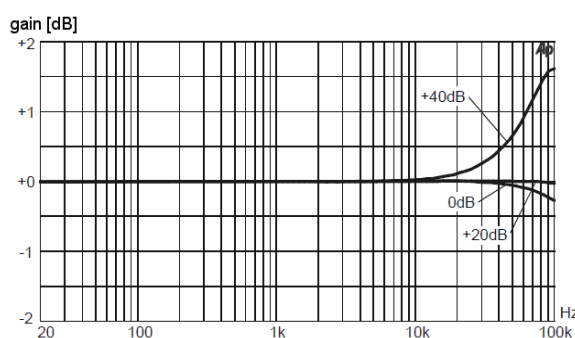
3.4 THAT 2162 [10]



Obr.3.4.1 Blokové schéma

Vlastnosti:

Duální napětím řízený zesilovač se širokým rozsahem zesílení, pozitivní i negativní možností řízení s exponenciální odezvou a možností externího nastavení symetrie. Zesilovače jsou nezávislé, sdílejí pouze napájecí napětí. Použití: nf technika - fadery, kompresory, limitery, ekvalizéry, filtry a oscilátory.



Obr. 3.4.2 Závislost chyby zesílení na frekvenci

Charakteristiky:

Rozsah zesílení: -70dB ~ +60dB

Řídící napětí: $\pm 6,1 \sim 6,4$ mV/dB

Napájecí napětí: $\pm 2,25 \sim 16$ V

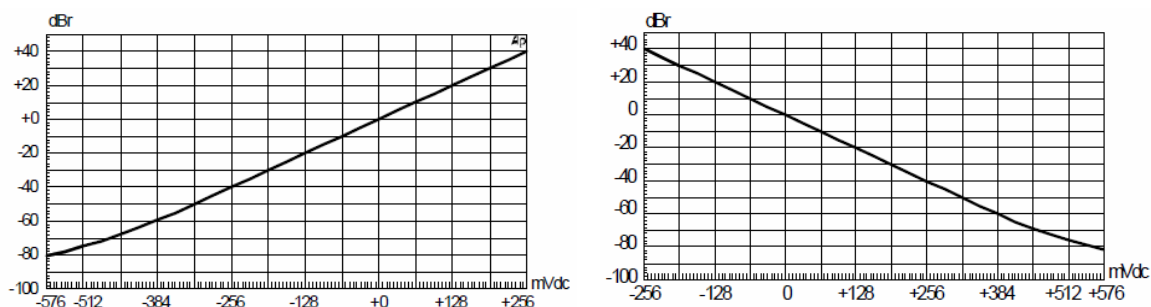
Pracovní teplota: $-40 \sim +85$ °C

Max. řídící napětí: $\pm 0,6$ V

THD_{max}: 0,1%

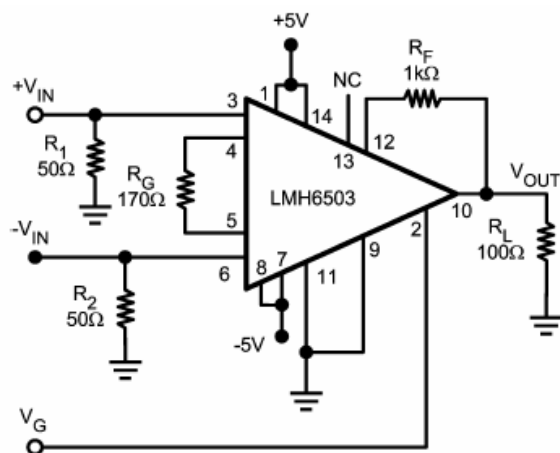
Max. hodnota proudu ($i_{IN}+i_{OUT}$): $\pm 815\mu A_{PEAK}$ ($U_{NAP} \pm 5V$), $\pm 1,5mA_{PEAK}$ ($U_{NAP} \pm 15V$)

Max. pracovní frekvence: výrobce neuvádí frekvenční charakteristiky samotného obvodu, při zachování stability je obvod pro zapojení doporučeném výrobcem schopen pracovat do frekvence 250kHz, z grafu na obrázku (Obr.3.4.2) je ale vidět, že pro frekvence přes 20kHz dojde k chybě v zesílení při jeho vysokých hodnotách.



Obr. 3.4.3 závislosti zesílení na řídícím napětí E_{c+} (vlevo) a E_{c-} (vpravo).

3.5 LMH6503 [11]



Obr.3.5.1 Schéma typické aplikace

Vlastnosti:

Širokopásmový VCA s diferenciálním vstupem a výstupním stupněm schopným přímo budit zátěž o nízké impedanci. Maximální zesílení je libovolně nastavitelné externími součástkami v rozsahu od 1V/V do 100V/V s lineární odezvou na řídicí napětí, (pokud je požadována lineární odezva v dB, je nutno použít obvod LMH6502).

Charakteristiky:

Maximální zesílení: 100 V/V (+40dB)

Řídicí napětí: ± 1 V

Napájecí napětí: ± 5 V

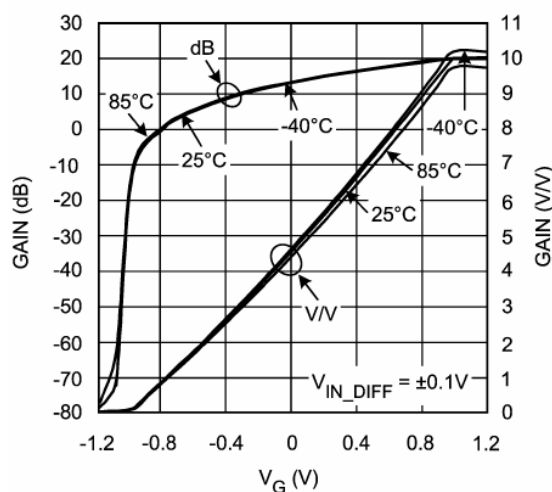
Maximální výstupní proud: ± 75 mA ($\pm 3,2$ V pro $R_L=100\Omega$)

Pracovní teplota: $-40 \sim +85$ °C

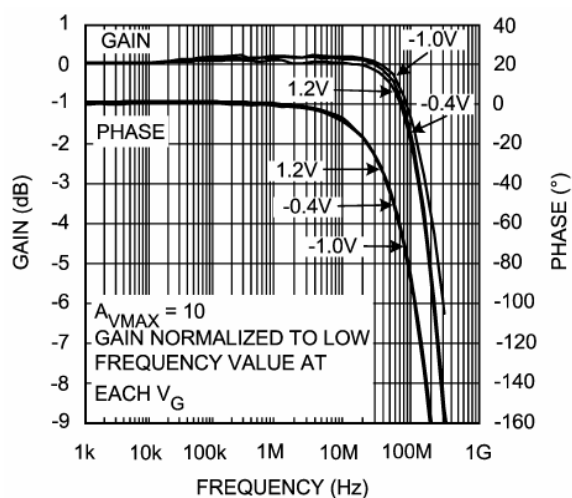
Odchylka zesílení jednotlivých VCA: $\pm 0,7$ dB

Max. pracovní frekvence: 135 MHz*

*) Platí pro pokles o 3dB při max. zesílení 10V/V (+20dB), pro stejnou hodnotu zesílení jsou níže uvedeny grafy závislosti zesílení a frekvenční charakteristiky. Při hodnotě zesílení konfigurované na 100V/V (+40dB) bude hodnota dosahovat pouze hodnot kolem 10MHz.



Obr.3.5.2 Závislost zesílení na řídicím napětí

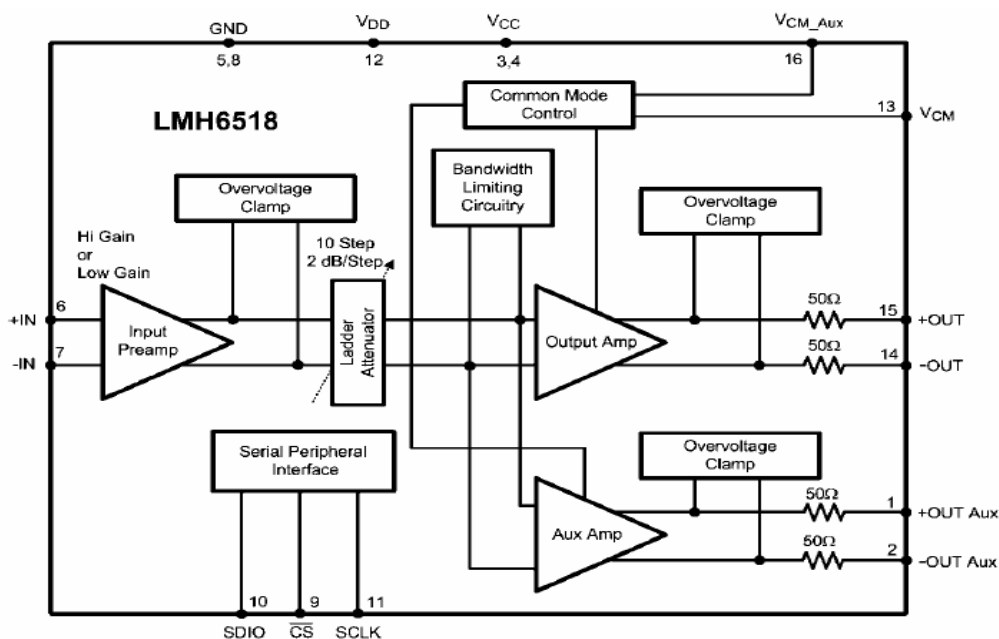


Obr.3.5.3 Frekvenční charakteristika

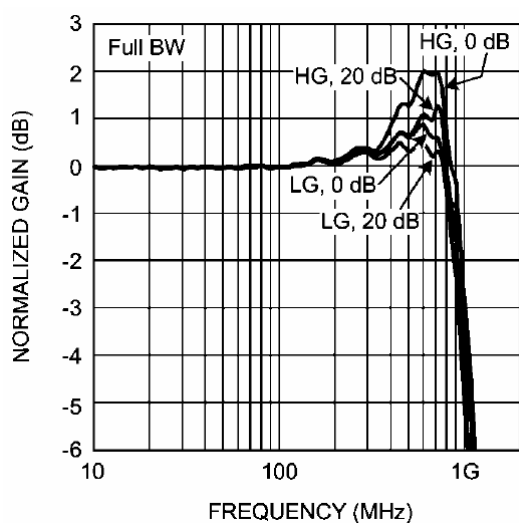
3.6 LMH6518 [12]

Vlastnosti:

Širokopásmový, digitálně řízený VCA, s pracovní frekvencí 900MHz, řízení probíhá pomocí sériové sběrnice SPI-1 a to v rozsahu 40dB ve 20 krocích (po 2dB). Má diferenciální vstup i výstup, navíc je doplněn o pomocný výstup (Aux) který umožňuje další zpracování výstupního signálu. V obvodu jsou zabudovány obvody pro volbu šířky pásma, můžeme si tedy zvolit limitující frekvenci v krocích 20, 100, 200, 350, 650, 750MHz, nebo plná šířka pásma.



Obr.3.6.1 Blokové schéma



Obr. 3.6.2 Frekvenční charakteristiky

Charakteristiky:

Rozsah zesílení: -1,16dB ~ +38,8 dB

Napájecí napětí: +3,3 ~ 5V

Řídící napětí: SPI-1 - ve 20 krocích po 2 dB

Pracovní teplota: -40 ~ +85 °C

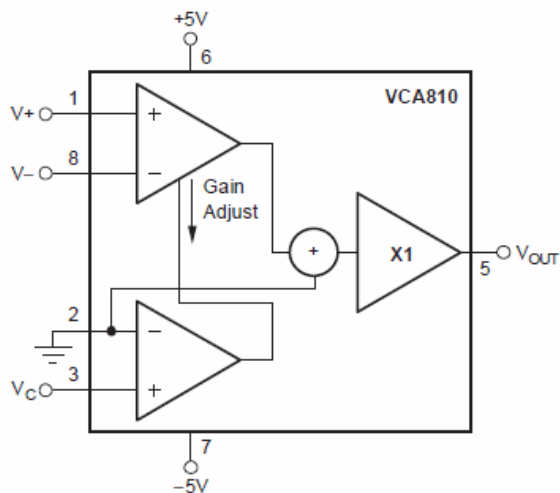
Chyba zesílení: typicky 0,1dB

Max. pracovní frekvence: 900MHz (-3dB)

Aplikace:

Diferenciální AD převodníky, vstupní obvody osciloskopů, RF aplikace.

3.7 VCA810 [6]



Obr.3.7.1 Blokové schéma

Vlastnosti:

Širokopásmový VCA s plynule nastavitelným zesílením v rozsahu 80dB s lineární odezvou na řídicí napětí (v dB). Obvod je vybaven diferenciálním vstupem a koncovým stupněm který zvládá pracovat i na nízkých impedancích. Je určen pro ladění filtrů, systémy optických přijímačů a například také sonary. Tento obvod je vylepšená náhrada obvodu VCA610.

Charakteristiky:

Rozsah zesílení: -40dB ~ +40dB

Řídicí napětí: 0 ~ -2V

Napájecí napětí: $\pm 5V$

Max. spotřeba proudu: 24,8 mA

Výstupní napětí: $\pm 1,7 V (50\Omega)$

Výstupní proud: $\pm 60mA$

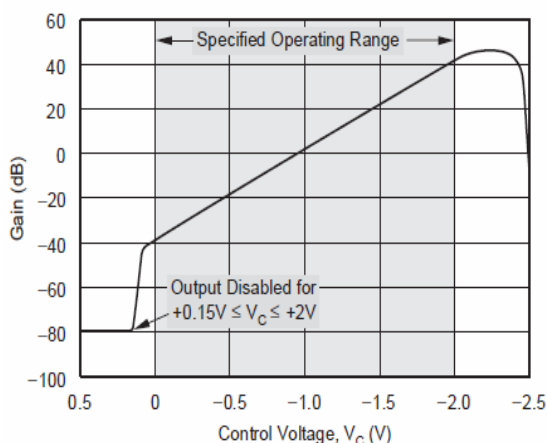
Pracovní teplota: -40 ~ +85 °C

Chyba zesílení: $\pm 1,5dB$

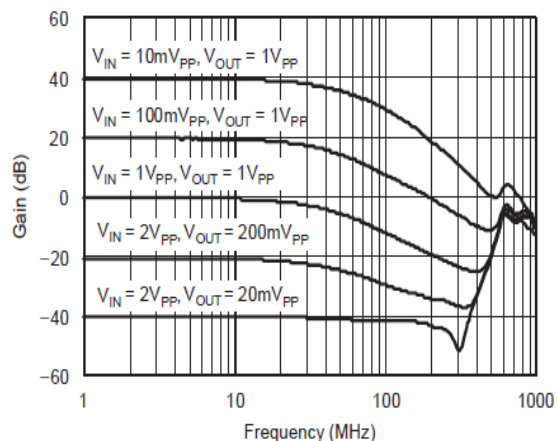
Linearita zesílení: $\pm 0,3dB$

Šířka pásma: 35 MHz

Šířka pásma řídicího signálu: 25 MHz

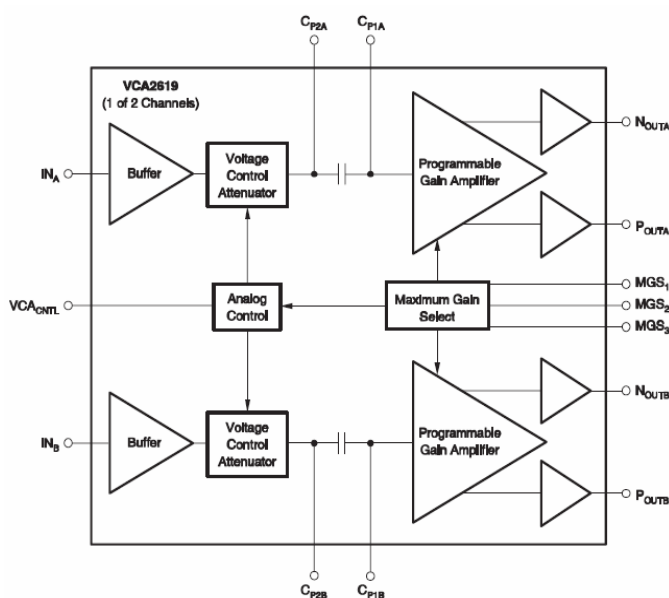


Obr.3.7.2 Závislost zesílení na řídicím napětí



Obr.3.7.3 Frekvenční charakteristika

3.8 VCA 2619 [13]



Obr.3.8.1 Blokové schéma

Vlastnosti:

Duální napětím řízený zesilovač se společným řízením, které má dvě části, napětím ovládaný attenuator a zesilovač s programovatelným ziskem, pomocí 3 bitů na vstupech MGS (Maximum Gain Select). Na vstupu obvodu jsou umístěny oddělovací zesilovače s vysokou vstupní impedancí a nastavitelnou AC vazbou na následující stupeň. Navíc poskytuje možnost volby mezi jednoduchým, nebo diferenciálním výstupem.

Charakteristiky:

Rozsah zesílení: -10dB ~ +40dB

Řídící napětí: 0 ~ 3V (+3bity)

Doba odezvy na změnu zesílení: 0,2μs

Napájecí napětí: +5V

Chyba linearity zesílení: ± 2,75dB

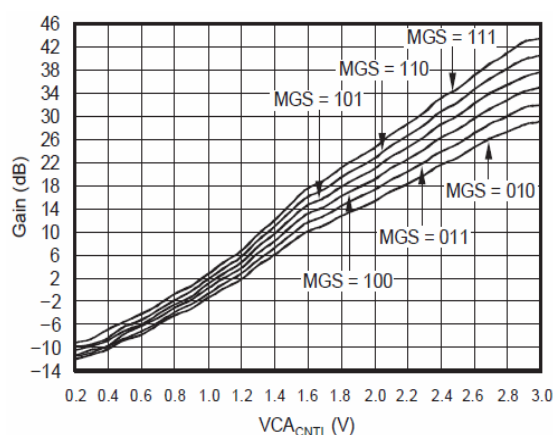
Pracovní teplota: -40 ~ +85 °C

Max. vstupní napětí: -0,3 ~ (+V_S + 0,3V)

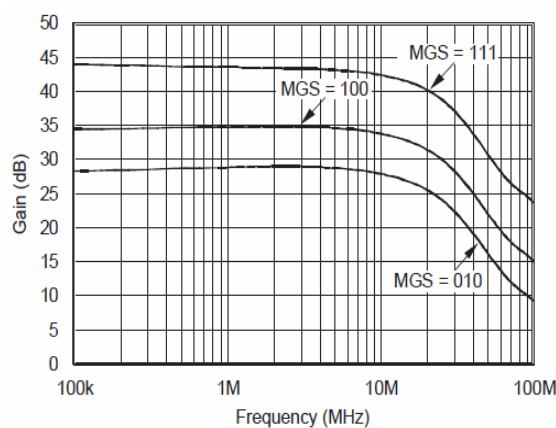
Výstupní napětí: 2,5V ± 1V

Šířka pásma vstupního zesilovače: 100MHz

Šířka pásma celkem: 20MHz



Obr.3.8.2 Závislost zesílení na řídícím napětí



Obr.3.8.3 Frekvenční charakteristika

3.9 Celkový přehled dostupných VCA

Tabulka 3.9.1/2 Přehled základních parametrů VCA (více Příloha CD-P1)

Název	Rozsah zesílení [dB]	Řídící napětí [V]	Slew rate [V/μs]	BW [MHz]	GBW [MHz] (response time)	Napájecí napětí [V]	Počet VCA	Pouzdro	Výrobce
BA7655	-6 ~ +6	+2 ~ +5	-	13	-	+5	2	DIP8 SOP8	ROHM Co.Ltd.
SA2159	-90 ~ +30	+/- 5,9mV/dB	-	0,05	6	+/- 4~15	1	SIP-8	Silan Microelectronics
SA5241	-100 ~ 0	-0.3 ~ 0	-	0,03	-	+/- 15	2	SIP-10	Silan Microelectronics
V2159	-90 ~ +30	-0.54 ~ 0.18	-	-	6	+/- 15	1	SIP-8	COOLAUDIO
V2164	-100 ~ +20	-33mV/dB	-	0,5	-	+/- 4~18	4	DIL-16 SOIC-16	COOLAUDIO
SSM2018	-100 ~ +40	-30mV/dB	5	-	0,7	+/- 5~18	1	DIP16 SOIC-16	Analog Devices
SSM2164	-100 ~ +20	-33mV/dB	(0,7 mA/μs)	0,5	-	+/- 4~18	4	DIP16 SOIC-16	Analog Devices
THAT2162	-60 ~ +60	+/- 0.6	6,5	0,25	-	+/- 2.25~16	2	QSOP16	THAT Corporatiion
THAT2180	-100 ~ +30	+/- 6mV/dB	12	0,25	20	+/- 4~18	1	SIP-8	THAT Corporatiion
THAT2181	-100 ~ +30	+/- 6mV/dB	12	0,25	20	+/- 4~18	1	SIP-8 SOP-8	THAT Corporatiion
LMH6502	-70 ~ +20	0 ~ +2	1800	130	100	+/- 5	1	SOIC-14 TSSOP14	National Semiconductor
LMH6503	-60 ~ +20	+/- 1	1800	135	100	+/- 5	1	SOIC-14 TSSOP14	National Semiconductor
LMH6505	-80 ~ +20	0 ~ +2	1500	150	100	+/- 5	1	SOIC-8 MSOP8	National Semiconductor
LMH6514	42 (krok 6dB)	Paralel. 3bit	-	600	(5ns)	+5	1	SQA16A	National Semiconductor
LMH6515	31 (krok 1dB)	Paralel. 5bit	-	600	(5ns)	+5	1	SQA16A	National Semiconductor
LMH6518	40 (krok 2dB)	(SPI-1)	-	900	-	+5	1	SQA16A	National Semiconductor
VCA810	-40 ~ +40	0 ~ -2	350	35	25	+/- 5	1	SOIC8	Texas Instruments
VCA820	40	0 ~ 2	1700	150	200	+/- 5	1	SO-14 MSOP-10	Texas Instruments

Tabulka 3.9.2/2 Přehled základních parametrů VCA (více Příloha CD-P1)

Název	Rozsah zesílení [dB]	Řídicí napětí [V]	Slew rate [V/μs]	BW [MHz]	GBW [MHz] (response time)	Napájecí napětí [V]	Počet VCA	Pouzdro	Výrobce
VCA821	40	0 ~ 2	2500	710	330	+/- 5	1	SO-14 MSOP-10	Texas Instruments
VCA822	40	-1 ~ +1	1700	150	200	+/- 5	1	SO-14 MSOP-10	Texas Instruments
VCA824	40	-1 ~ +1	2500	710	330	+/- 5	1	SO-14 MSOP-10	Texas Instruments
VCA2611 (VCA2612, VCA2613, VCA2616)	5 ~ 25 _{preamp} +VCA (40, 45,45,40)	3bit - preamp +0,2 ~ 3	300	40	80	+5	2	48TQFP	Texas Instruments
VCA2614	4 ~ 45	3bit - preamp +0,2 ~ 3	300	40	100	+5	2	32TQFP	Texas Instruments
VCA2615	3,12,18,22 +VCA (52)	2bit - preamp +0,2 ~ 2,5	100	42	(0,6 μs)	+5	2	48TQFP 48VQFN	Texas Instruments
VCA2617	-10 ~ +38 (-16 ~ +32)	0,2 ~ 2,3	100	50	(0,5 μs)	+5	2	32QFN	Texas Instruments
VCA2618	0 ~ +45	3bit - preamp +0,2 ~ 3	300	30	100	+5	2	32TQFP	Texas Instruments
VCA2619	-10 ~ +40	3bit - preamp +0 ~ 3	300	20	100 (0,2 μs)	+5	2	32TQFP	Texas Instruments
VCA8500	20,25,27,30 +VCA (46)	SDI +0 ~ 1,2	-	55	1,5	+3,3 ~ 5	8	64VQFN	Texas Instruments
VCA8613	21 ~ 26 _{preamp} +VCA (40)	SPI +0 ~ 2	300	70	(0,2 μs)	+3,3	8	64TQFP	Texas Instruments
VCA8617	25,30,35,40 +VCA (40)	SPI +0 ~ 2	300	100	(0,2 μs)	+3,3	8	64TQFP	Texas Instruments
THS7001	-22 ~ +20	Paralel. 3bit (krok 6dB)	85	100	70	+/- 4,5~16	1	20HTSSOP	Texas Instruments
THS7002			85	100	70	+/- 4,5~16	2	28HTSSOP	Texas Instruments
THS7530	11,6~46,5	0 ~ 1	1250	300	15	+5	1	14HTSSOP	Texas Instruments
AD600	0 ~ +40	31,25mV/dB	275	35	(1 μs)	+/-5	2	DIP16	Analog Devices
AD602	-10 ~ +30	31,25mV/dB	275	35	(1 μs)	+/-5	2	DIP16	Analog Devices
AD603	-11 ~ +31	25mV/dB	275	90	(1 μs)	+/-5	1	DIP8 SOIC-8	Analog Devices
AD604	0 ~ +48	0,4 ~ 2,4 (20dB/V) 0,2 ~ 1,2 (40dB/V)	170	40	(0,2 μs)	+/-5	2	DIP24 SOIC-24	Analog Devices
AD605	-14 ~ +34 0 ~ +48	0,4 ~ 2,4 (20dB/V) 0,2 ~ 1,2 (40dB/V)	170	40	(0,2 μs)	+5	2	DIP16 SOIC-16	Analog Devices
AD8260	-6 ~ +24 (krok 3dB)	Paralel. 4bit	730	195	(50 ns)	+/-3,3~5	1	LFCSP 32	Analog Devices
ADL5330	-34 ~ +22	20mV/dB	-	3000	(320ns)	+5	1	LFCSP 24	Analog Devices

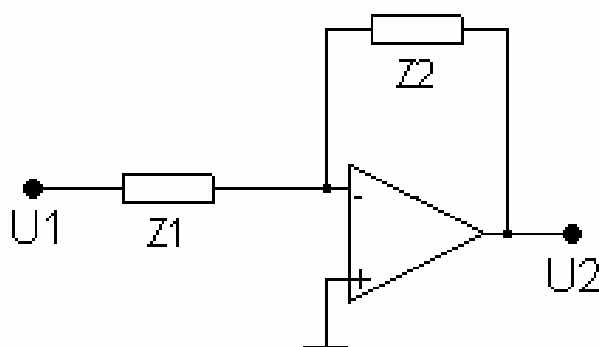
4 Možnosti řízení

Možnosti VCA lze odvodit již ze samotného názvu, tedy zesilovač, jehož zesílení můžeme měnit pomocí řídicího napětí. Tím je tato skupina obvodů předurčena pro využití v oblasti zpracování signálu a to analogového i digitálního. Rozsah možností je díky množství variant zahrnující velký výběr rozsahů zesílení a pracovních frekvencí, které u některých typů překračují 1GHz, téměř neomezený.

4.1 Transformátor impedance

VCA samotné funguje jako analogová násobička. Pro výstupní napětí platí, že $U_{out} = U_{in} \cdot A$. Zapojením do obvodu získáme možnost ovlivňovat v něm napětové poměry,

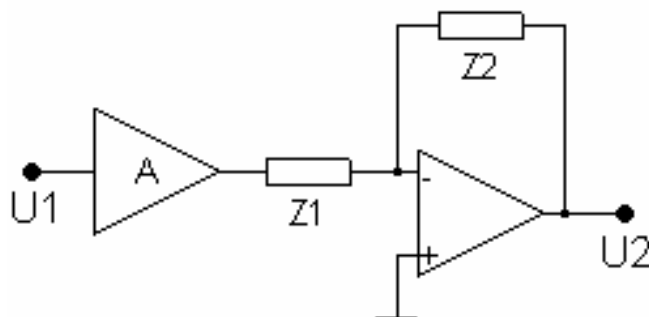
vycházejme ze schématu (Obr. 4.1.1) který můžeme popsat rovnicí (4.1.a).



$$U_2 = -\frac{Z_2}{Z_1} \cdot U_1 \quad (4.1.a)$$

Obr.4.1.1 Schéma OZ invertující zapojení.

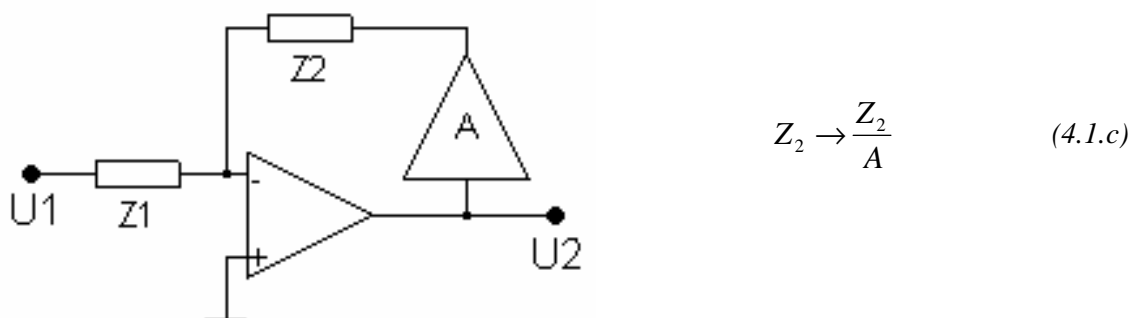
Vložení VCA do obvodu podle schématu na (Obr. 4.1.2) získáme transformátor impedance který ovlivní impedanci Z1 podle vzorce (4.1.b).



$$Z_1 \rightarrow \frac{Z_1}{A} \quad (4.1.b)$$

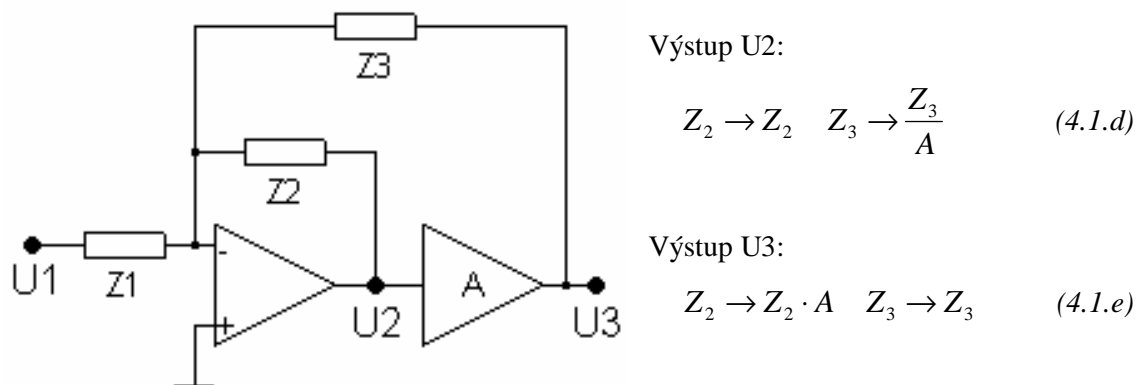
Obr.4.1.2 Schéma pro řízení Z1 pomocí VCA.

VCA můžeme vložit i do obvodu zpětné vazby, jak je vidět na obrázku 4.1.3. Vliv na impedanci pak odpovídá vztahu (4.1.c).



Obr.4.1.3 Schéma pro řízení Z_2 pomocí VCA.

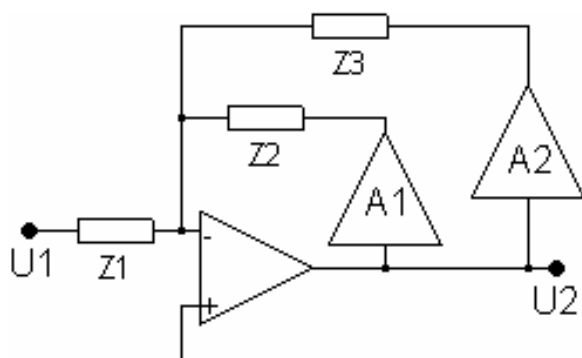
Pro složitější zapojení záleží na místě, které je použito jako výstup. Tento případ je znázorněn na obrázku 4.1.4 spolu se vzorci (4.1.d-e) které popisují, jak se bude obvod chovat. Pouhou záměnou výstupní svorky se totiž změní parametry, které při stejném zapojení zbytku obvodu VCA ovládá, pro výstup U_2 se řídí Z_3 a pro výstup U_3 ovlivňuje VCA impedanci Z_2 .



Obr.4.1.4 Schéma - vliv umístění výstupní svorky.

A nakonec je na následujícím obrázku znázorněn případ, kdy jsou v obvodu 2 VCA. Z odpovídajících vztahů je vidět, že se při tomto zapojení VCA navzájem neovlivňují.

Pokud jde o praktické využití, nabízí se zejména možnost řízení aktivních filtrů, čímž se rovněž zabývá i následující kapitola, popsány metodami lze totiž řídit bez rozdílů rezistory i kondenzátory.



$$Z_2 \rightarrow \frac{Z_2}{A_1} \quad Z_3 \rightarrow \frac{Z_3}{A_2} \quad (4.1.f)$$

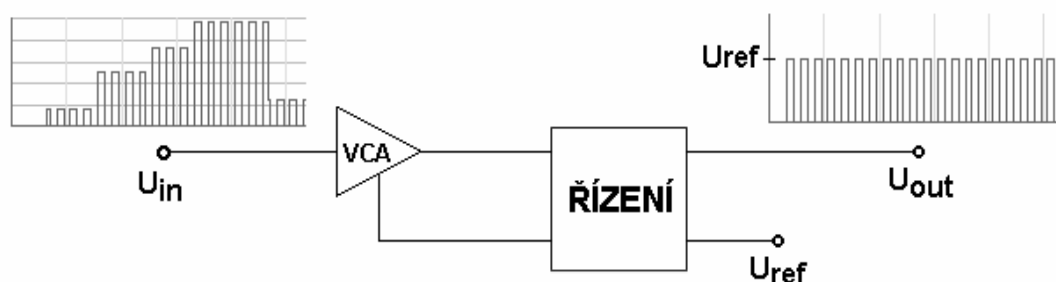
Obr.4.1.5 Schéma – vliv použití více VCA.

4.2 Automatická regulace hlasitosti

V praxi se můžeme setkat hned se dvěma označeními, AVC (Automatic Volume Control) a AGC (Automatic Gain Control).

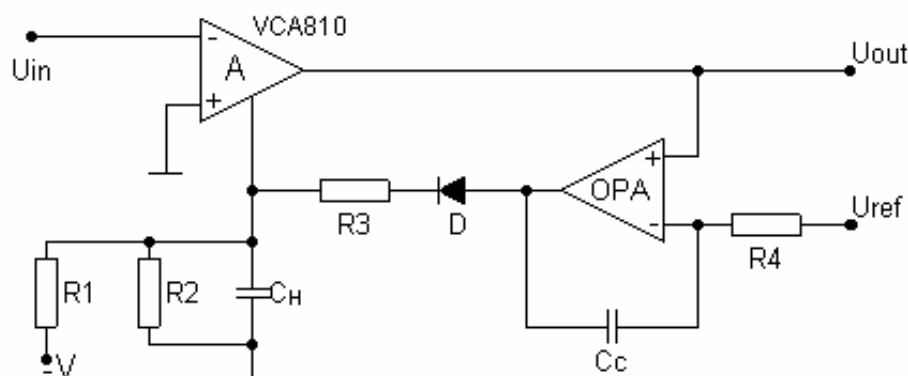
Princip funkce spočívá v tom, že při různých hodnotách vstupního napětí bude na výstupu tohoto obvodu signál odpovídat stejným předem definovaným parametrům výstupního napětí. Na obrázku 4.2.1 je znázorněno blokové schéma. Kromě VCA obsahuje schéma blok řízení, ten představuje komparátor který porovnává výstupní napětí U_{out} s referenčním napětím U_{ref} . V závislosti na výsledku porovnání pak dochází ke změně zesílení.

Vhodnou úpravou řídicího obvodu lze tento obvod použít v A/D převodnících, kde se stará o využití celého kódovacího rozsahu, nebo v přijímačích, kde podle okamžité velikosti přijímaného signálu reguluje zesílení, aby při kolísání úrovně přijímaného signálu byla možná jeho demodulace. Podobného principu se využívá i pro stabilizaci amplitudy výstupního napětí u oscilátorů.



Obr. 4.2.1 Blokové schéma AVC.

Jako příklad pro praktickou realizaci poslouží následující schéma (Obr.4.2.2), které je navrženo pro obvod VCA810. Díky vlastnostem obvodu získáme možnost reagovat na vstupní napětí v rozsahu až 60dB.

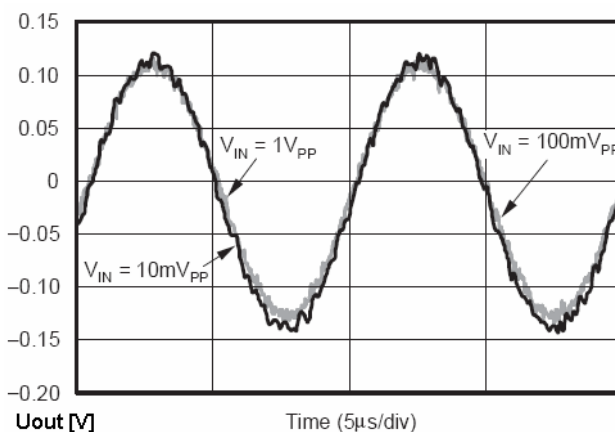


Obr. 4.2.2 Návrh obvodu AVC .

Obvod lze popsat po následujících částech:

1. Samotný obvod VCA na jehož vstup je přiveden vstupní signál
2. Operační zesilovač zapojený jako komparátor, kondenzátor C_C je nutný z důvodu fázového přizpůsobení zpracovávaného a řídicího signálu.
3. Dioda D má za účel oddělit komparátor od kondenzátoru C_H
4. Kondenzátor C_H spolu s rezistory R_1 , R_2 a R_3 , tyto součástky se starají o důležité časové konstanty tohoto obvodu.

Pro řízení je důležité, aby obvod reagoval v okamžiku, kdy výstupní napětí přesáhne referenční hodnotu dostatečně rychle a snížil hodnotu zesílení dříve, než by mohlo dojít k překročení maximální zpracovatelné úrovně signálu. Na druhé straně se rezistory R_1 a R_2 starají o dobu sestupu zesílení, která musí být kvůli stabilitě obvodu delší než doba náběhu. V praxi může tato hodnota dosahovat až několik sekund (v porovnání k milisekundám pro dobu reakce komparátoru). Pokud vycházíme z hodnot součástek uvedených ve vzorovém příkladu v materiálech výrobce [6] ($R_1=50k\Omega$ $R_2=50k\Omega$ $R_3=1k\Omega$ $R_4=100\Omega$ $C_C=47pF$ $C_H=100nF$) pak získáme obvod schopný zpracovat vstupní napětí v rozsahu od 2mV do 2V a špičková hodnota výstupního napětí bude přibližně odpovídat hodnotě referenčního napětí (0,1V).



Obr.4.4.3 Průběhy U_{out} pro různé hodnoty U_{in} [6]

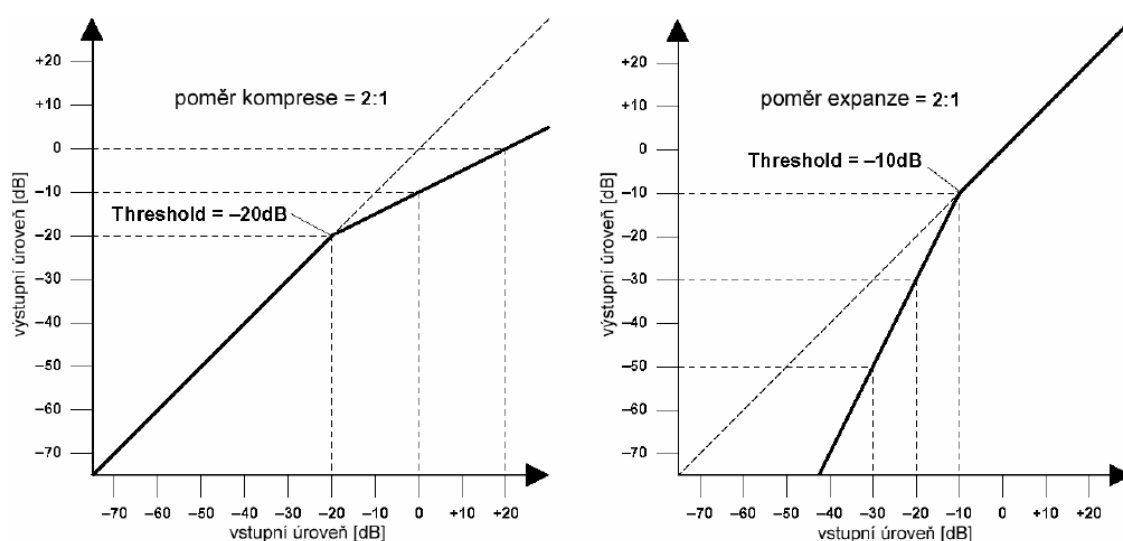
4.3 Řízení dynamiky signálu

Řízení dynamiky signálu spočívá v možnosti libovolně upravovat závislost výstupní úrovně zpracovávaného signálu na jeho vstupní úrovni. Tím můžeme dle potřeby snížit, nebo zvýšit jeho dynamický rozsah, stejně jako odstup signálu od šumu (systémy Dolby NR).

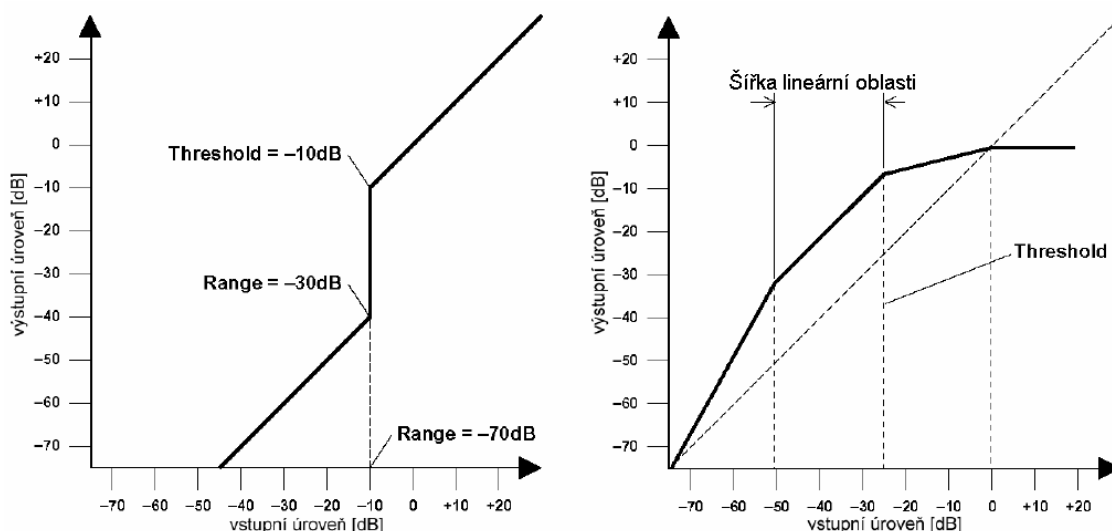
Těchto funkcí se využívá zejména v oblasti zpracování audiosignálu. Při jeho přenosu jsme většinou omezeni právě tím, že máme k dispozici malý dynamický rozsah, oproti rozsahu který poskytuje mikrofon. Před zpracováním tedy signál projde kompresorem, který omezí dynamický rozsah signálu, po jeho přijetí na konci trasy projde signál expanderem díky čemuž se vrátí dynamický rozsah na původní úroveň.

Podle průběhu převodních charakteristik můžeme systémy rozdělit následovně [14]:

- Kompresor – signály pod prahovou úrovní jsou ponechány nezměněny, signály nad touto úrovní jsou potlačeny podle zvoleného kompresního poměru čímž snižuje dynamický rozsah signálu.
- Limiter – mezní případ kompresoru, kdy je kompresní poměr roven $\infty:1$. Signály nad nastavenou prahovou úrovní jsou ořezány.
- Expander – zeslabuje signál pod nastavenou prahovou úrovní v nastaveném poměru expanze a tím zvyšuje dynamický rozsah signálu.
- Šumová brána – potlačuje signály pod nastavenou prahovou úrovní o určitou hodnotu.
- Efekt Ducking – je opakem šumové brány (potlačuje signály nad nastavenou úrovní).
- Kombinované systémy (Kompander) – spojuje více systémů, expander, kompresor a někdy také limiter do jednoho.

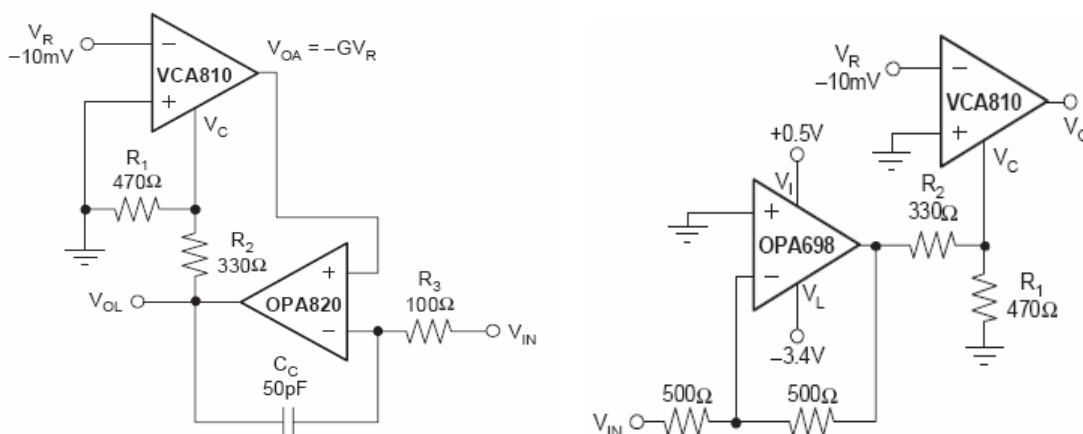


Obr.4.3.1 Převodní charakteristika kompresoru (vlevo) a expanderu (vpravo). [14]



Obr.4.3.2 Převodní charakteristika šumové brány (vlevo) a komponderu (vpravo). [14]

Při realizaci pak můžeme například vycházet z následujících zapojení, kde obrázek 4.3.3 představuje zesilovač s logaritmickou odezvou (komponder) a na druhém schématu (Obr.4.3.4) je znázorněno zapojení VCA s exponenciální odezvou („expander“).



Obr.4.3.2 Schéma zesilovače s log. odezvou. Obr.4.3.2 Schéma zesilovače s exp. odezvou.

Při použití obvodu VCA810 (viz příloha I.) budou platit následující vztahy:

$$\text{Logaritmická odezva: } V_{O\text{Log}} = -\left(1 + \frac{R_1}{R_2}\right) \cdot \left[1 + 0,5 \log\left(\frac{-V_{IN}}{V_R}\right)\right] \quad (4.3.a)$$

$$\text{Exponenciální odezva } V_{O\text{Exp}} = -V_R \cdot 10^{-2\left(\frac{R_1 V_{IN}}{R_2 + R_1} + 1\right)} \quad (4.3.b)$$

Jako příklad sofistikovanějšího využití je pak v příloze I. k dispozici aplikační poznámka 00A (Basic Compressor/Limiter Design) společnosti THAT Corp.

5 Řízení ARC filtrů

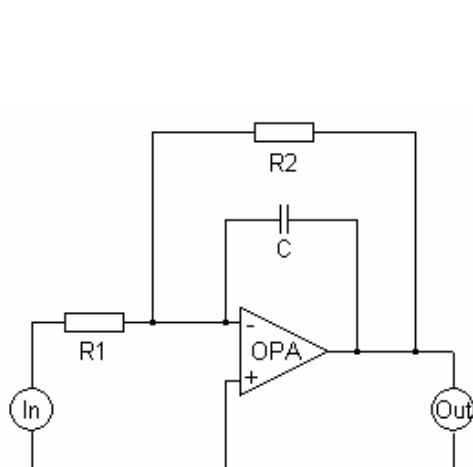
5.1 ARC dolní propust I. řádu

Základním obvodem jehož frekvenční charakteristiky lze pomocí VCA řídit je integrátor s OZ který plní funkci dolní propusti I.řádu, jehož schéma je na obrázku 5.1.1. Jeho přenosová funkce je popsána následujícím vztahem (5.1.a).

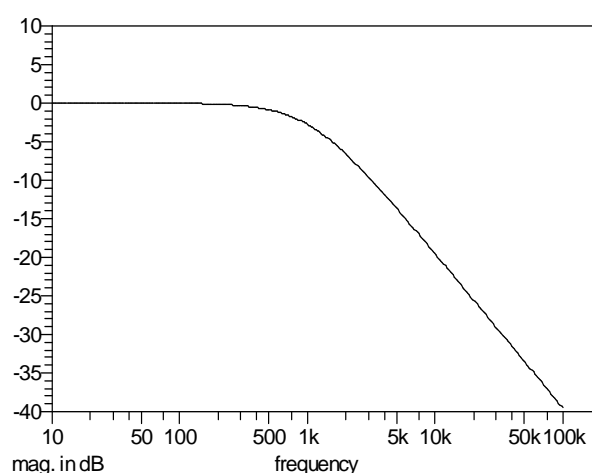
$$K_v = \frac{-R_2}{R_1 + sR_1R_2C} \quad (5.1.a)$$

Po několika úpravách (5.1.b) dostaneme vzorce pro výpočet hodnot jednotlivých součástek podle požadovaných parametrů, tedy mezní frekvence (f_m) a hodnoty stejnosměrného zesílení (K_0).

$$K_v = \frac{-\frac{R_2}{R_1}}{1 + sR_2C} \rightarrow K_0 = -\frac{R_2}{R_1} \quad \omega_m = \frac{1}{R_2C} \quad f_m = \frac{1}{2\pi R_2C} \quad (5.1.b)$$



Obr. 5.1.1 Schéma ARC DP I.řádu.



Obr. 5.1.2 Frekvenční charakteristika DP I.řádu.

Protože se jedná o filtr I.řádu, je strmost frekvenční charakteristiky (Obr.5.1.2) pouze 20dB/dek. (6dB/oct). Je ale ideální pro úvodní prezentaci možností řízení pomocí VCA. Z předcházejících odvozených vztahů (5.1.b) je vidět, jak se změna hodnot součástek projeví na parametrech obvodu.

Hodnoty součástek pro kapitolu 5.1 jsou následující: $R_1=10k\Omega$, $R_2=10k\Omega$, $C=15nF$, po dosazení pak dostaneme hodnoty $K_0=-1$ a $f_m=1061Hz$.

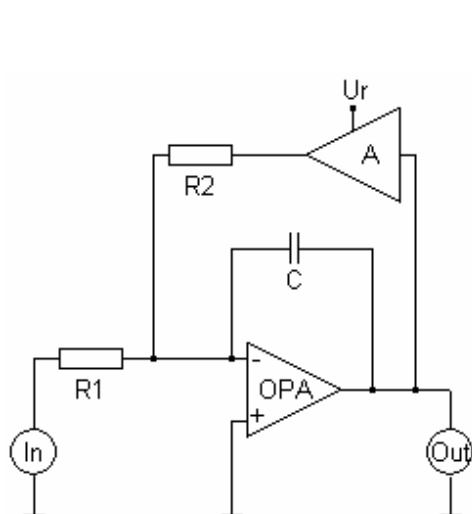
Ladění filtru změnou R2

Na následujícím schématu (Obr.5.1.3) byl do obvodu zpětné vazby vložen VCA do série s rezistorem R2, to ovlivnilo přenosovou funkci následujícím způsobem (5.1.c).

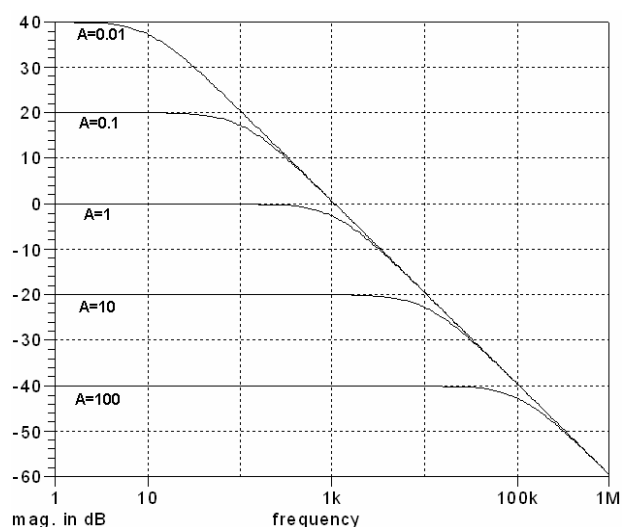
$$K_v = \frac{-R_2}{R_1 A + s R_1 R_2 C} \quad (5.1.c)$$

Po úpravě dostaneme následující vztahy pro výpočty (4.1.d).

$$K_0 = -\frac{R_2}{R_1 A} \quad \omega_m = \frac{A}{R_2 C} \rightarrow f_m = \frac{A}{2\pi R_2 C} \quad (5.1.d)$$



Obr. 5.1.3 Schéma ARC DP řízení R2.



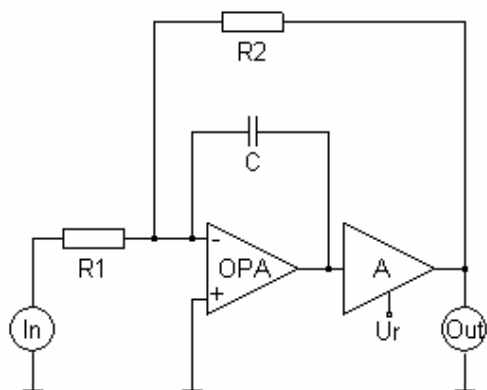
Obr. 5.1.4 Frekvenční charakteristika řízení R2.

V tomto zapojení zesílení VCA ovlivní obvodovou hodnotu R2 a nedojde pouze k ovlivnění mezní frekvence f_m , ale zároveň i ke změně přenosu K_0 , jak můžeme také vidět z charakteristik na obrázku 5.1.4.

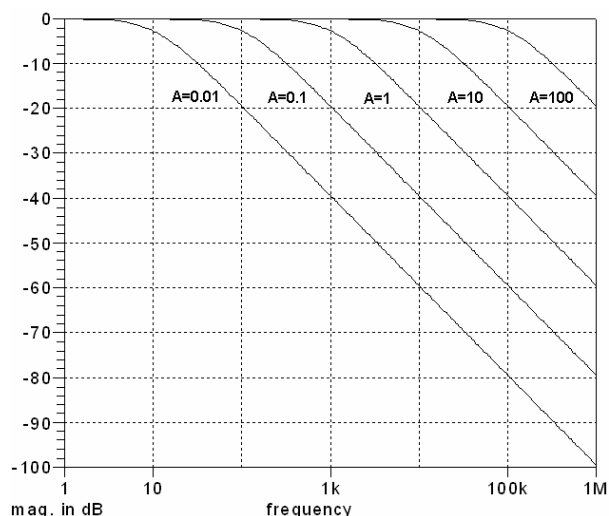
Ladění filtru změnou C

Předchozí způsob řízení pomocí ovlivňování R2 očividně není nejideálnější. Dochází sice ke změně f_m , ale současná změna zesílení obvodu není většinou vítána. Cílem je tedy měnit mezní frekvenci při zachování zesílení. Ze vztahu (5.1.b) můžeme na první pohled zjistit, že jediný prvek obvodu který toto umožní je kondenzátor C. Máme dvě možnosti, jak obvod principiálně zapojit, přičemž se budou pro tyto možnosti lišit z hlediska přenosových funkcí.

V prvním případě pouze, oproti schématu na Obr.5.1.3, změníme místo připojení výstupu obvodu. Výstup nyní bude až za VCA (Obr. 5.1.5).



Obr. 5.1.5 Schéma ARC DP řízení C.



Obr. 5.1.6 Frekvenční charakteristika řízení C.

Po provedení analýzy obvodu získáme následující přenosovou funkci (5.1.e), ze které lze následně odvodit rovnice pro výpočet zesílení a mezní frekvence (5.1.f).

$$K_V = \frac{-R_2 A}{R_1 A + s R_1 R_2 C} \quad (5.1.e)$$

$$K_0 = -\frac{R_2}{R_1} \quad \omega_m = \frac{A}{R_2 C} \rightarrow f_m = \frac{A}{2\pi R_2 C} \quad (5.1.f)$$

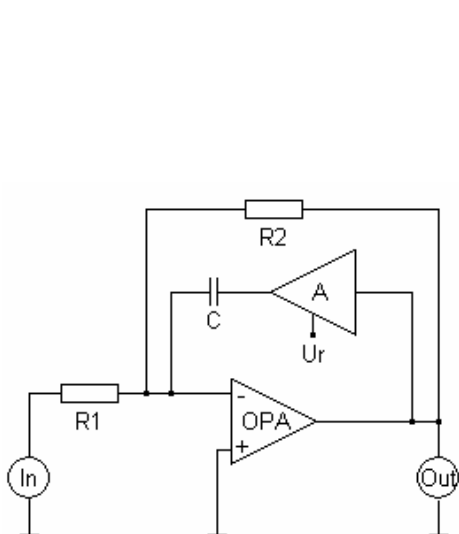
Druhou možností, jak obvodově řídit kondenzátor C, je zapojení podle schématu na obrázku 5.1.7. Při tomto zapojení však bude závislost frekvence na zesílení VCA opačná, jak vyplývá z přenosové funkce (5.1.g) a tedy i z ní odvozených vzorců (5.1.h).

$$K_V = \frac{-R_2}{R_1 + s R_1 R_2 C A} \quad (5.1.g)$$

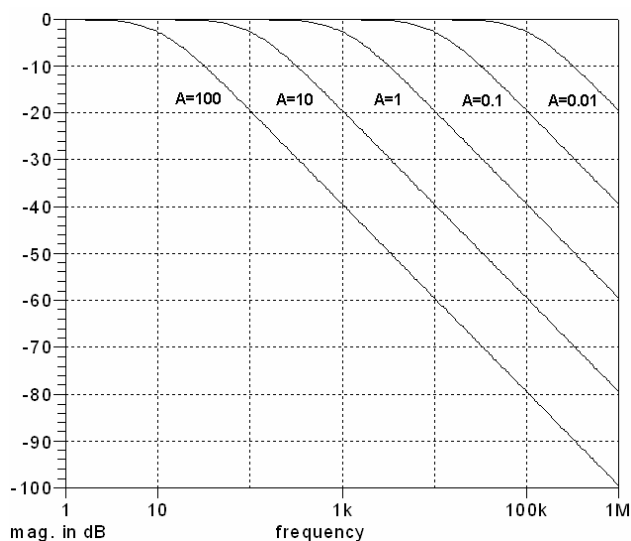
$$K_0 = -\frac{R_2}{R_1} \quad \omega_m = \frac{1}{R_2 C A} \rightarrow f_m = \frac{1}{2\pi R_2 C A} \quad (5.1.h)$$

S ohledem na stabilitu je ale toto zapojení méně výhodné, protože za určitých podmínek hůře zvládá vyšší hodnoty zesílení VCA. Pro výpočty frekvenčních charakteristik v programu SNAP v této kapitole byly totiž pro přehlednost použity ideální OZ a VCA. Pro uvažování reálných parametrů těchto součástek, jako je například tranzitní kmitočty nebo výstupní odpor, pak bude třeba brát zřetel na výsledky analýzy. SNAP však mimo výpočet přenosové funkce

poskytuje i další výsledky. Zejména pak výpočet pólů, které vypovídají o stabilitě obvodu. Pokud budou jejich reálné části záporné, potom je dané zapojení stabilní. Jestli ale dojde k situaci, při které bude nejméně jeden z pólů v reálné oblasti kladný, bude filtr nestabilní. Nestabilitu lze odstranit použitím rychlejšího OZ s menším výstupním odporem a také zvětšením hodnot pracovních odporů. Vliv reálných vlastností součástek na parametry navržených zapojení bude dále popisovat kapitola 6 - Experimentální ověření.



Obr. 5.1.7 Schéma ARC DP řízení* C.



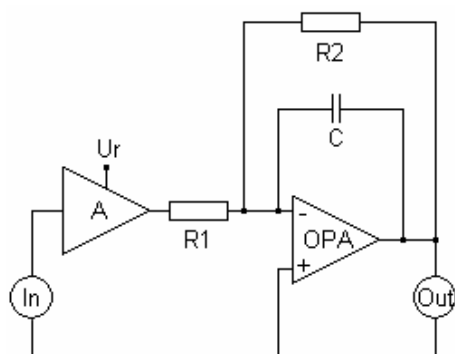
Obr. 5.1.8 Frekvenční charakteristika řízení* C.

Řízení filtru změnou R1

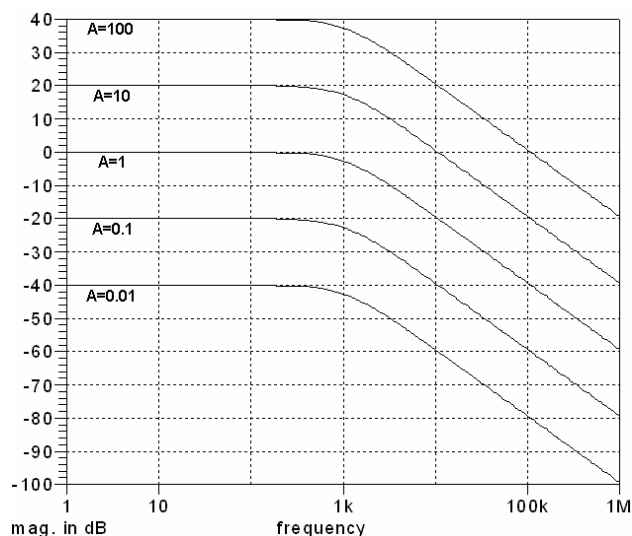
Změnou zapojení podle schématu na obrázku 5.1.9 už nedochází k ovlivnění f_m změnou zesílení VCA, jak lze vyčíst z přenosové funkce (5.1.i), (5.1.j) a nebo vidět na frekvenční charakteristice (Obr. 5.1.10). Dochází zde pouze ke změně zesílení (K_0).

$$K_V = \frac{-R_2 A}{R_1 + sR_1 R_2 C} \quad (5.1.i)$$

$$K_0 = -\frac{R_2}{R_1} A \quad \omega_m = \frac{1}{R_2 C} \rightarrow f_m = \frac{1}{2\pi R_2 C} \quad (5.1.j)$$



Obr. 5.1.9 Schéma ARC DP řízení R1.



Obr. 5.1.10 Frekvenční charakteristika řízení R1.

Toto zapojení se může na první pohled z hlediska funkce zdát jako zbytečné, protože nemění mezní frekvenci. Nicméně pro složitější struktury filtrů představuje nezanedbatelný faktor se kterým je třeba počítat, jak je patrné na následujícím návrhu, další možnost využití tohoto zapojení se pak týká nastavení zesílení podle aktuálních potřeb (více v kapitole zabývající se AVC).

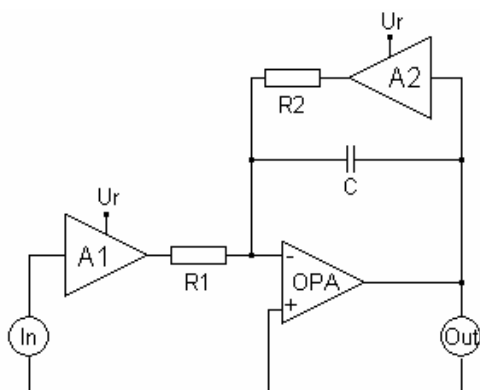
Řízení filtru současnou změnou R1 a R2

Pokud srovnáme frekvenční charakteristiky z obrázků 5.1.4 a 5.1.10 zjistíme, že řízením R1 můžeme vyrovnat vliv změny na zesílení obvodu v případě řízení R2, za předpokladu že zachováme shodná zesílení pro jednotlivá VCA, což můžeme odvodit z přenosové funkce obvodu (5.1.k), která platí pro zapojení podle schématu z obrázku 5.1.11.

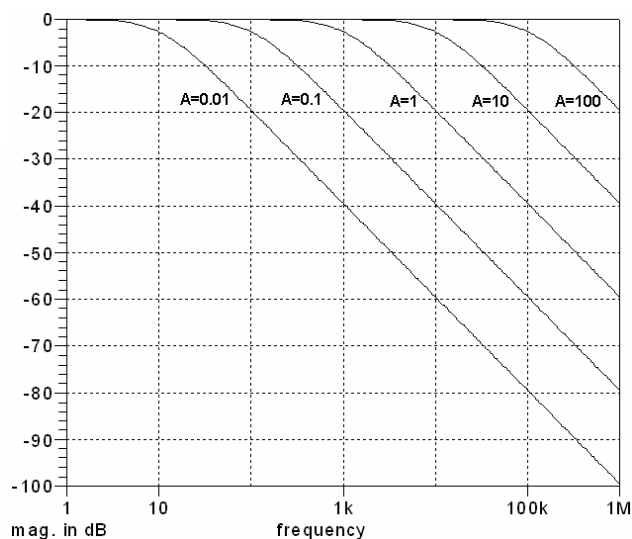
$$K_v = \frac{-R_2 A_1}{R_1 A_2 + s R_1 R_2 C} \quad (5.1.k)$$

Pokud bude platit, že $A_1 = A_2$, získáme úpravou přenosové funkce následující rovnice.

$$K_0 = -\frac{R_2 A_1}{R_1 A_2} \rightarrow A_1 = A_2 \rightarrow K_0 = -\frac{R_2}{R_1} \quad \omega_m = \frac{A_2}{R_2 C} \rightarrow f_m = \frac{A_2}{2\pi R_2 C} \quad (5.1.l)$$



Obr. 5.1.11 Schéma ARC DP řízení R1 a R2.



Obr. 5.1.12 Frekvenční charakteristika.

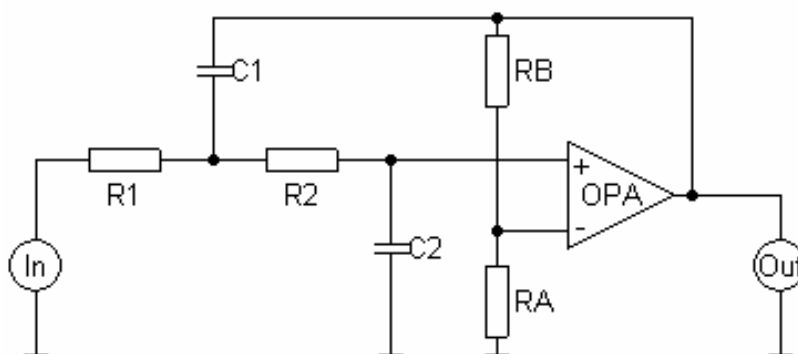
Pomocí VCA tedy můžeme měnit veškeré myslitelné parametry ARC dolní propusti I. řádu. Při návrhu takto řízených filtrů nejsme omezeni ani množstvím použitých VCA, čímž se dostáváme k možnostem řízení složitějších struktur.

5.2 ARC dolní propust II. řádu Sallen-Key

Filtry II. řádu – bikvady se vyznačují především vyšší strmostí a tím i vyšší selektivitou, oproti v předchozí části zmíněným filtrům I. řádu. Strmost těchto filtrů je 40dB/dek (12dB/oct). Na schématu (Obr. 5.2.1) je filtr 2.řádu s jedním zesilovačem v zapojení Sallen-Key.

Obecný tvar přenosové funkce pro dolní propust:

$$K_{(p)} = \frac{a_0}{b_2 p^2 + b_1 p + b_0} = \frac{K_0 \omega_p^2}{p^2 + \frac{\omega_p}{Q_p} p + \omega_p^2} \quad (5.2.a)$$



Obr. 5.2.1 Schéma zapojení dolní propusti 2.řádu Sallen-Key.

Tento obvod se vyznačuje následující přenosovou funkcí (5.2.b), přičemž její úpravou můžeme odvodit parametry obvodu, mezní frekvenci f_0 , činitel jakosti Q a přenos K_0 .

$$K_V = \frac{R_B + R_A}{R_A - s(C_1 R_1 R_B - C_2 R_2 R_A - C_2 R_1 R_A) + s^2 C_1 C_2 R_1 R_2 R_A} \quad (5.2.b)$$

Po úpravě pak:

$$K_V = \frac{\left(1 + \frac{R_B}{R_A}\right) \cdot \frac{1}{C_1 C_2 R_1 R_2}}{\frac{1}{C_1 C_2 R_1 R_2} - s \frac{C_1 R_1 R_B - C_2 R_2 R_A - C_2 R_1 R_A}{C_1 C_2 R_1 R_2 R_A} + s^2} \rightarrow \quad (5.2.c)$$

$$K_0 = A = 1 + \frac{R_B}{R_A}; \omega_0 = \frac{1}{\sqrt{C_1 C_2 R_1 R_2}}; Q^{-1} = (1 - A) \sqrt{\frac{C_1 R_1}{C_2 R_2}} + \sqrt{\frac{C_2 R_2}{C_1 R_1}} + \sqrt{\frac{C_2 R_1}{C_1 R_2}}$$

U tohoto zapojení si musíme dávat pozor na hodnotu Q , protože je velmi citlivá především na hodnotu zesílení. Pokud si zapojení zjednodušíme návrhem hodnot součástek podle pravidel, kde $R_1=R_2=R$ a $C_1=C_2=C$, tak si návrh podstatně zjednodušíme (5.2.d), ale musí platit, že $A < 3$. Nedodržení této podmínky by se stal filtr nestabilním.

$$K_0 = A \quad \omega_0 = \frac{1}{RC} \quad Q = \frac{1}{3 - A} \quad (5.2.d)$$

Se změnou hodnoty Q se bude měnit aproximace filtru podle následující tabulky, graf s charakteristikami k příslušným hodnotám zesílení je na obrázku 5.2.3.

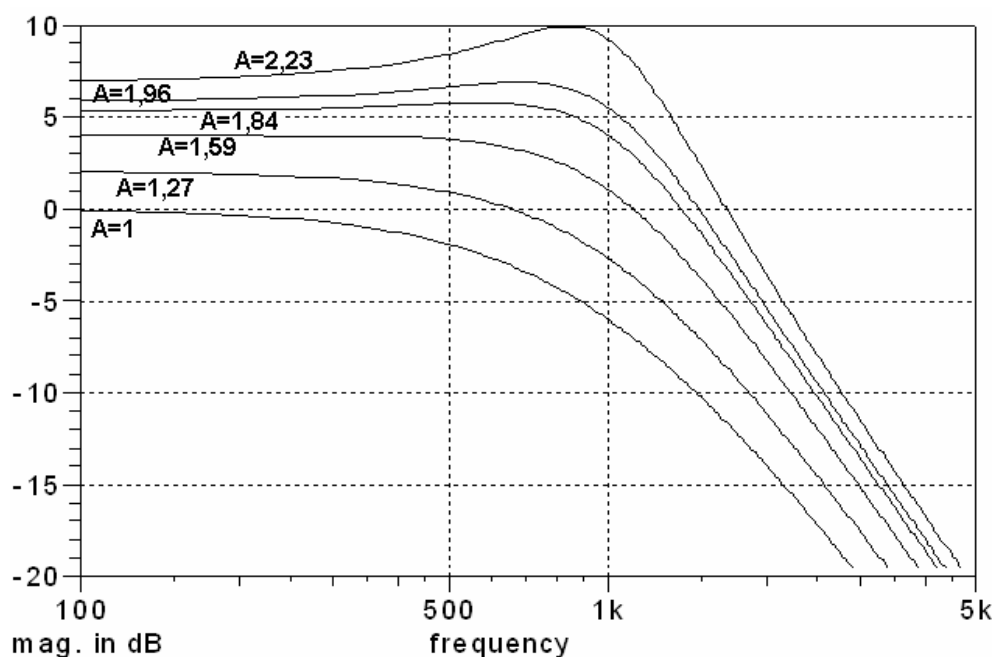
Tabulka 5.2.2 Vliv zesílení A na činitel jakosti a aproximaci

Aproximace	A	Q
kritické tlumení	1	0,50
Besselova aproximace	1,27	0,58
Butterworthova aproximace	1,59	0,71
Čebyševova apr. se zvlněním 0,5 dB	1,84	0,86
Čebyševova apr. se zvlněním 1 dB	1,96	0,96
Čebyševova apr. se zvlněním 3 dB	2,23	1,30
Nestabilní obvod	3	∞

Pro simulace obvodu je potřeba stanovit hodnoty součástek. Pro zjednodušení budeme uvažovat výše zmiňovaná zjednodušení návrhu, kde $R_1=R_2=R$ a $C_1=C_2=C$.

$$f_0 = 1kHz; \quad C = 10nF; \quad Q = \frac{1}{3 - A} \quad (5.2.e)$$

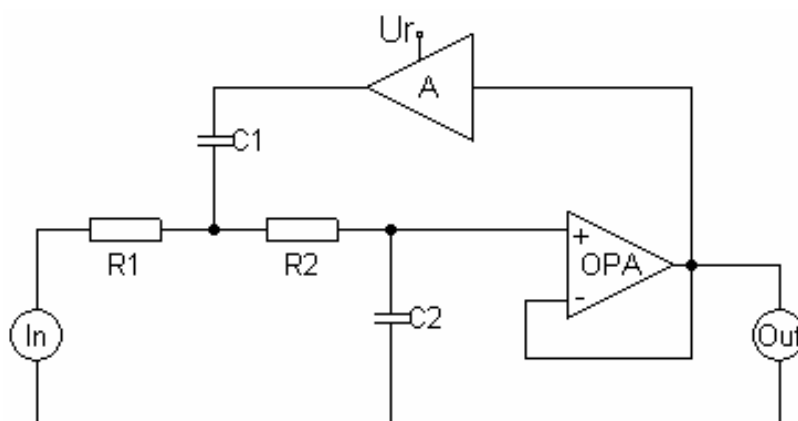
$$R = \frac{1}{2\pi f_0 C} = 15.9k\Omega \quad A = 1 + \frac{R_B}{R_A}$$



Obr. 5.2.3 Frekvenční charakteristiky pro různé hodnoty A podle tabulky 5.2.2

Řízení filtru – změna činitele jakosti (Q)

Po analýze zapojení při použití VCA zjistíme, že jej nelze umístit tak, aby se změnila pracovní frekvence, zapojení umožňuje pouze změnu činitele jakosti Q, případně přenosu K_0 . Zaměříme se tedy na řízení činitele jakosti, zapojení realizujeme dle schématu (Obr.5.2.4). Zesílení operačního zesilovače nastavíme na 1, takže vynecháme rezistory R_A a R_B .



Obr. 5.2.4 Schéma pro řízení Q pomocí VCA

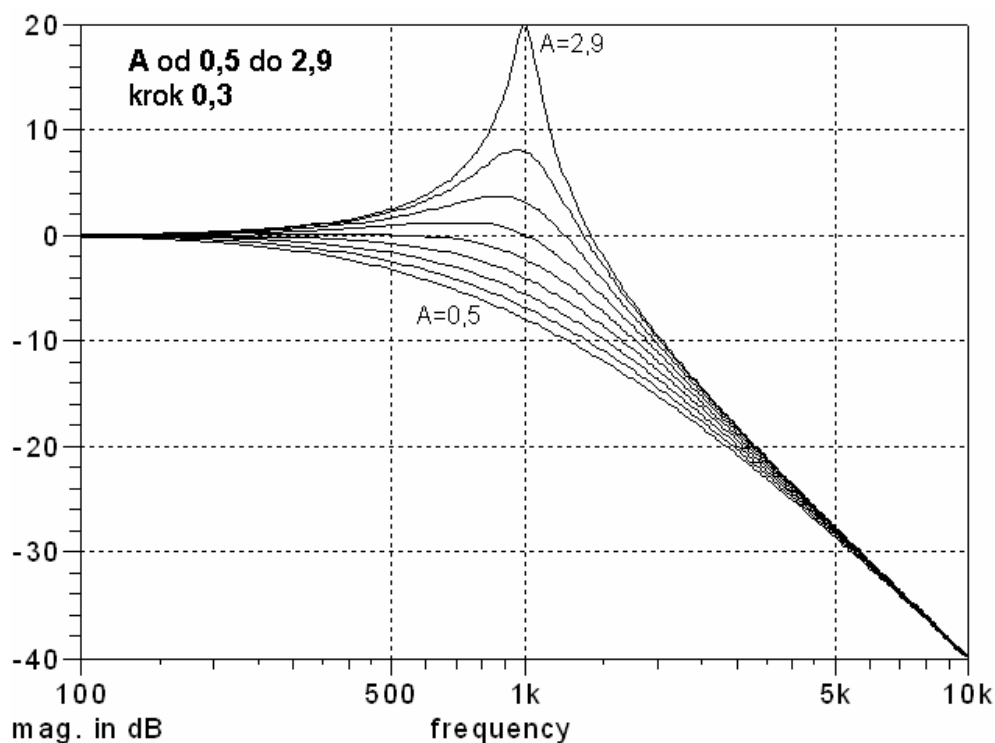
Výsledná přenosová funkce:

$$K_V = \frac{1}{1 + s(C_2 R_2 - A C_1 R_1 + C_2 R_1 + C_1 R_1) + s^2 C_1 C_2 R_1 R_2} \quad (5.2.f)$$

Pokud uvažujeme, že $R_1=R_2=R$ a $C_1=C_2=C$, potom po úpravě přenosové funkce dostaneme:

$$K_0 = 1 \quad Q = \frac{1}{3-A} \quad \omega_0 = \frac{1}{RC} \rightarrow f_0 = \frac{1}{2\pi RC} \quad (5.2.g)$$

Změna zesílení se projeví pouze na činiteli jakosti a průběhy budou odpovídat tabulce 5.2.2. V porovnání s řízením poměru R_B/R_A , kdy budou výsledné průběhy odpovídat grafu z obrázku 5.2.3, nebude v tomto případě docházet současně se změnou Q ke změně zesílení.



Obr.5.2.5 frekvenční charakteristiky pro změnu zesílení VCA od 0,5 do 2,9 v krocích 0,3.

Důvod proč v tomto zapojení nemůžeme měnit mezní frekvenci je ten, že operační zesilovač je zapojen v neinvertujícím zapojení a nedovoluje tak zasáhnout do přenosové funkce způsobem, který by se na frekvenci projevil.

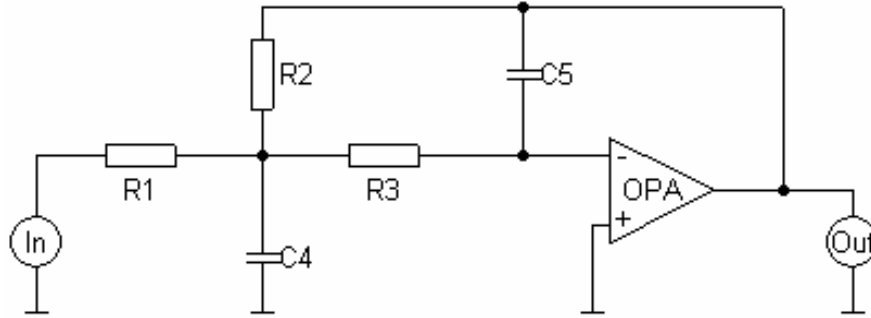
5.3 ARC dolní propust II. řádu Huelsman

Využitím zapojení Huelsman podle obrázku 5.3.1 získáme v obvodu operační zesilovač v invertujícím zapojení, což nám umožní měnit pomocí VCA i mezní frekvenci, přenosová funkce tohoto zapojení je popsána následujícím vztahem:

$$K_v = \frac{-R_2}{R_1 + s(R_2 R_3 C_5 + R_1 R_3 C_5 + R_1 R_2 C_5) + s^2 R_1 R_2 R_3 C_4 C_5} \quad (5.3.a)$$

Po úpravě pak dostaneme vztahy:

$$K_0 = -\frac{R_2}{R_1} \quad Q^{-1} = \sqrt{\frac{C_5}{C_4}} \left(\frac{\sqrt{R_2 R_3}}{R_1} + \sqrt{\frac{R_3}{R_2}} + \sqrt{\frac{R_2}{R_3}} \right) \quad \omega_0 = \frac{1}{\sqrt{R_2 R_3 C_4 C_5}} \quad (5.3.b)$$



Obr.5.3.1 Schéma ARC DP 2.řádu zapojení Huelsman

Pro simulaci zapojení je samozřejmě nutno určit hodnoty součástek. Nejprve je třeba vhodně zvolit C, protože se od něj budou odvíjet hodnoty R. Do následujících vzorců pak dosadíme požadované parametry.

$$m \leq \frac{1}{4Q^2(1-K_0)} \quad C_4 = C \quad C_5 = mC \quad (5.3.c)$$

$$R_2 = \frac{1 \pm \sqrt{1 - 4(1-K_0)Q^2 m}}{4\pi f_0 Q m C} \quad R_1 = \frac{R_2}{-K_0} \quad R_3 = \frac{1}{4\pi^2 f_0^2 m C^2 R_2}$$

Vzorové hodnoty součástek pro následující simulace jsou:

$$C_4 = 100nF \quad C_5 = 10nF \quad R_1 = 4,4k\Omega \quad R_2 = 4,4k\Omega \quad R_3 = 5,7k\Omega$$

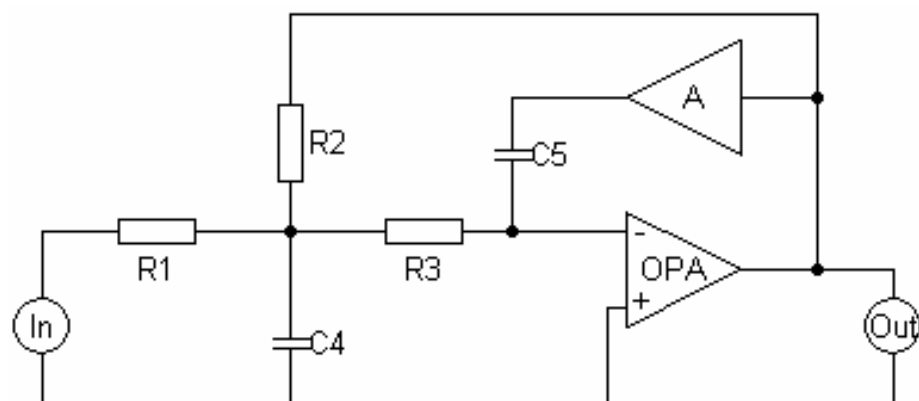
Řízení filtru – změnou C₅

Nejjednodušší způsob řízení tohoto filtru je řídit pomocí VCA kondenzátor C₅. Zapojení pak bude odpovídat schématu na obrázku 5.3.2 a přenosová funkce v tomto případě bude následující:

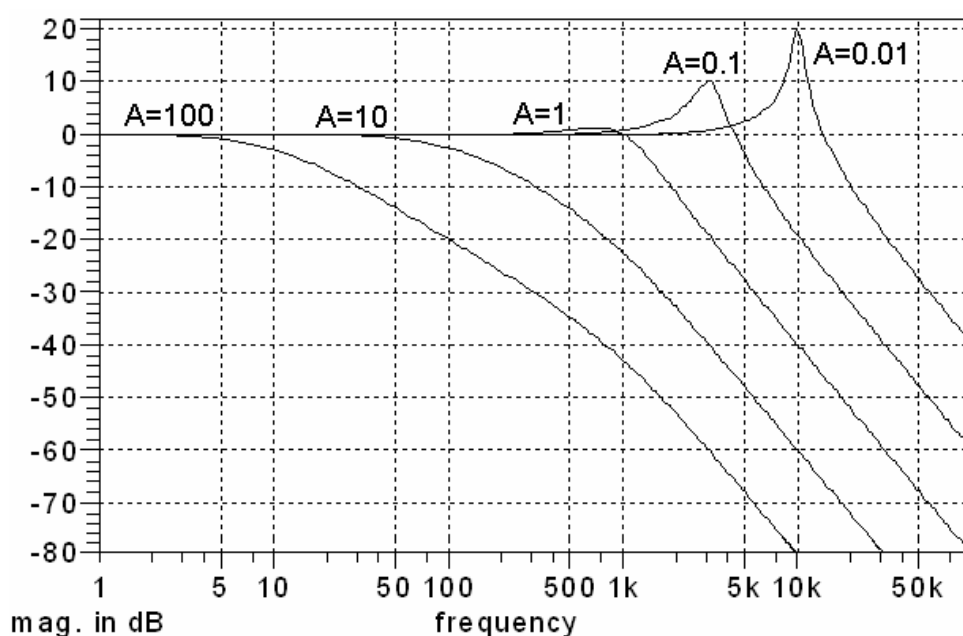
$$K_V = \frac{-R_2}{R_1 + s(R_2 R_3 C_5 A + R_1 R_3 C_5 A + R_1 R_2 C_5 A) + s^2 R_1 R_2 R_3 C_4 C_5 A} \quad (5.3.d)$$

Po úpravě dostaneme následující vztahy:

$$K_0 = -\frac{R_2}{R_1} \quad Q^{-1} = \sqrt{\frac{C_5 A}{C_4}} \left(\frac{\sqrt{R_2 R_3}}{R_1} + \sqrt{\frac{R_3}{R_2}} + \sqrt{\frac{R_2}{R_3}} \right) \quad \omega_0 = \frac{1}{\sqrt{R_2 R_3 C_4 C_5 A}} \quad (5.3.e)$$



Obr. 5.3.2 Schéma řízení DP 2.řádu Huelsman pomocí VCA



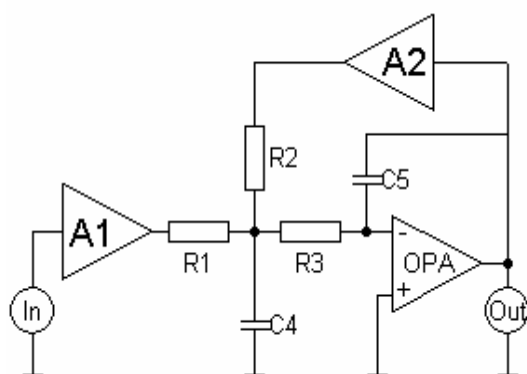
Obr.5.3.3 Frekvenční charakteristiky pro různé hodnoty A

Z frekvenčních charakteristik, a také výsledných vztahů odvozených z přenosové funkce (5.3.e) je patrné, že změnou zesílení VCA dochází současně se změnou pracovní frekvence i ke změně činitele jakosti, což pro navrženou strukturu filtru nelze pomocí VCA kompenzovat. Můžeme ale převrátit závislost tak, aby pracovní frekvence s rostoucím zesílením stoupala, toho dosáhneme změnou zapojení podle schématu (Obr.5.3.4).

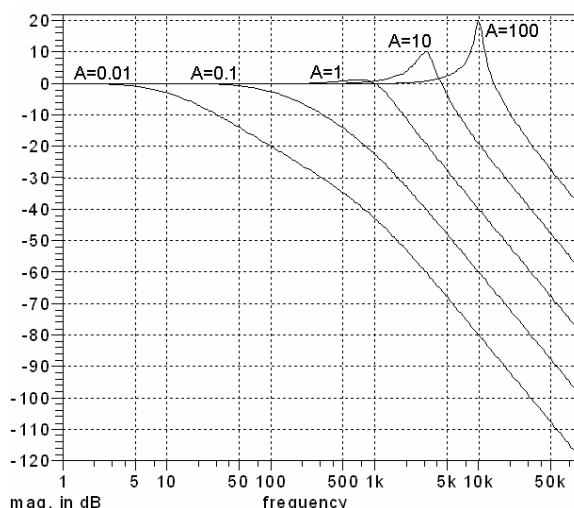
$$K_V = \frac{-R_2 A_1}{R_1 A_2 + s(R_2 R_3 C_5 + R_1 R_3 C_5 + R_1 R_2 C_5) + s^2 R_1 R_2 R_3 C_4 C_5} \quad (5.3.f)$$

Z odvozených vztahů můžeme vyvodit závěr, že zesílení A_2 slouží ke změně pracovní frekvence a zesílením A_1 kompenzujeme změnu přenosu K_0 tak, aby zůstal konstantní.

$$K_0 = -\frac{R_2 A_1}{R_1 A_2} \quad Q^{-1} = \sqrt{\frac{C_5}{C_4 A_2}} \left(\sqrt{\frac{R_2 R_3}{R_1}} + \sqrt{\frac{R_3}{R_2}} + \sqrt{\frac{R_2}{R_3}} \right) \quad \omega_0 = \frac{1}{\sqrt{R_2 R_3 C_4 C_5 A}} \quad (5.3.g)$$



Obr.5.3.4 Schéma řízení $R_1 R_2$



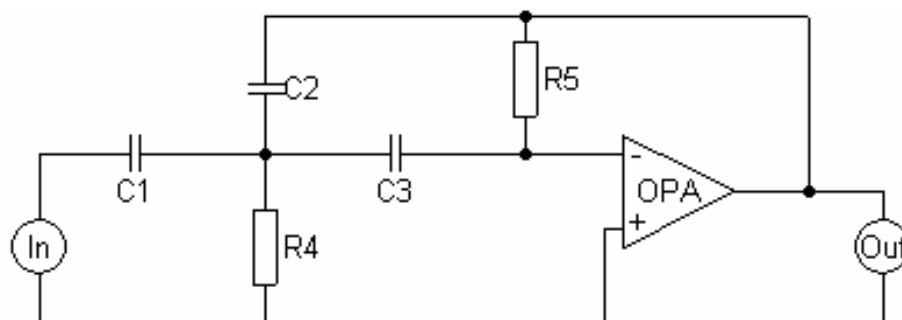
Obr.5.3.5 Frekvenční charakteristika $A_1=A_2=A$

5.4 ARC horní propust II. řádu Huelsman

Pokud vezmeme schéma dolní propusti z předchozí kapitoly (Obr.5.3.1) a zaměníme rezistory za kondenzátory a naopak, dostaneme následující obvod (Obr.5.4.1), který se chová jako horní propust.

Obecná přenosová funkce pro horní propust 2.řádu vypadá následovně:

$$K_{(p)} = \frac{a_2 p^2}{b_2 p^2 + b_1 p + b_0} = \frac{K_0 p^2}{p^2 + \frac{\omega_p}{Q_p} p + \omega_p^2} \quad (5.4.a)$$



Obr. 5.4.1 Schéma horní propusti 2.řádu Huelsman

Odvozením přenosové funkce dostaneme následující vztahy:

$$K_V = \frac{-s^2 C_1 C_3 R_4 R_5}{1 + s(C_3 R_4 + C_1 R_4 + C_2 R_4) + s^2 C_2 C_3 R_4 R_5} \quad (5.4.b)$$

$$K_0 = -\frac{C_1}{C_2} \quad Q^{-1} = \sqrt{\frac{R_4}{R_5}} \left(\sqrt{\frac{C_3}{C_2}} + \sqrt{\frac{C_1^2}{C_2 C_3}} + \sqrt{\frac{C_2}{C_3}} \right) \quad \omega_0 = \frac{1}{\sqrt{C_2 C_3 R_4 R_5}} \quad (5.4.c)$$

Přenos filtru je tedy dán poměrem kondenzátorů C_1/C_2 . Pro určení hodnot součástek pro simulaci pak můžeme postupovat podle následujícího postupu. Aproximaci filtru určíme zvolením koeficientů v tabulce 5.4.2, mezní frekvence je 1kHz.

$$C_1 = C_2 = C = 10\text{nF}$$

$$B_1 = \frac{C_1 + C_2 + C_3}{\omega_0 C_2 C_3 R_5} = 1,361$$

$$B_2 = \frac{1}{\omega_0^2 C_2 C_3 R_4 R_5} = 1,383$$

$$R_5 = \frac{3}{\omega_0 C B_1} = 35\text{k}$$

$$R_4 = \frac{1}{\omega_0^2 C^2 R_5 B_2} = 5,2\text{k}$$

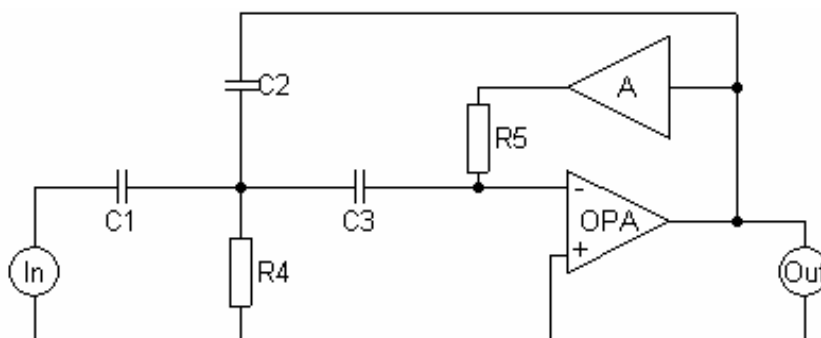
Tab.5.4.2 Hodnoty koeficientů

	B1	B2
Butterworth	1,414	1
Bessel	1,362	0,618
Čebyšev 0,5dB	1,361	1,383
Čebyšev 3dB	1,065	1,93

$$C_3 = \frac{1}{\omega_0^2 B_2 C_2 R_4 R_5} = 9\text{nF}$$

Řízení filtru – změnou R_5

Obvod zapojíme dle následujícího schématu (Obr. 5.4.3), vložení VCA ovlivníme přenosovou funkcí následujícím způsobem:



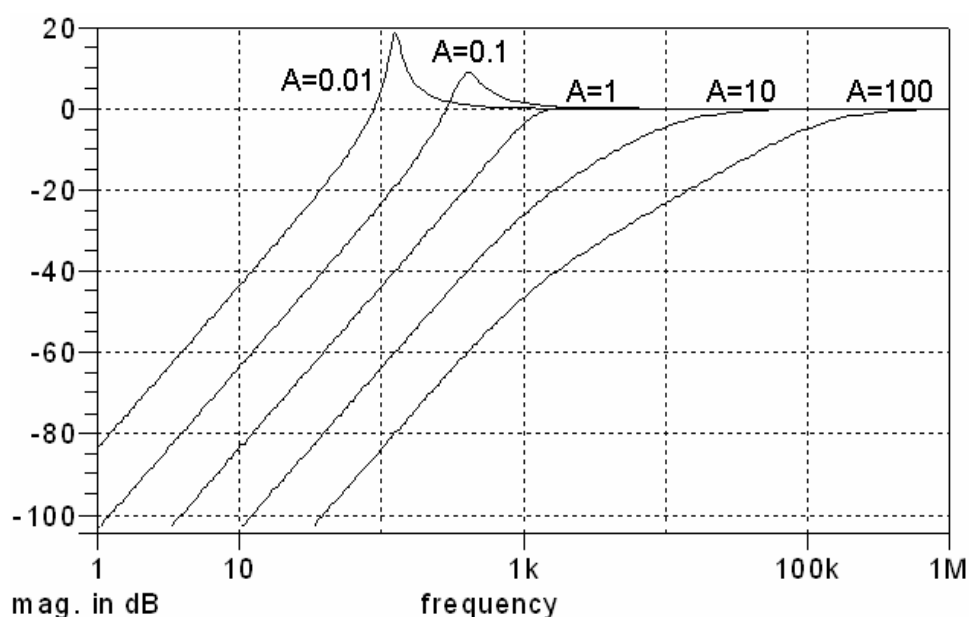
Obr. 5.4.3 Schéma HP 2.řádu Huelsman řízený jedním VCA

$$K_V = \frac{-s^2 C_1 C_3 R_4 R_5}{A + s(C_3 R_4 A + C_1 R_4 A + C_2 R_4 A) + s^2 C_2 C_3 R_4 R_5} \quad (5.4.d)$$

Po úpravě dostaneme následující vztahy:

$$K_0 = -\frac{C_1}{C_2} \quad Q^{-1} = \sqrt{\frac{AR_4}{R_5}} \left(\sqrt{\frac{C_3}{C_2}} + \sqrt{\frac{C_1^2}{C_2 C_3}} + \sqrt{\frac{C_2}{C_3}} \right) \quad \omega_0 = \sqrt{\frac{A}{C_2 C_3 R_4 R_5}} \quad (5.4.e)$$

Pro různé hodnoty zesílení A pak dostaneme následující frekvenční charakteristiky:

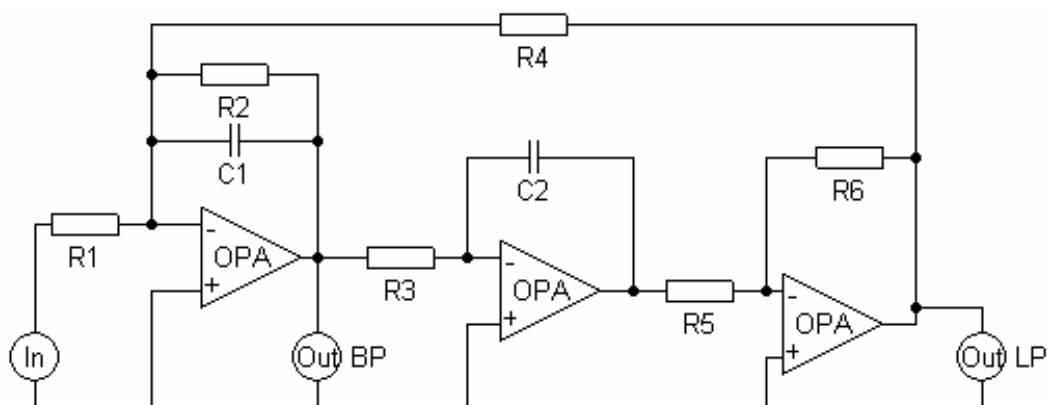


Obr.5.4.4 Frekvenční charakteristiky HP 2.řádu Huelsman pro různé hodnoty A

Stejně jako v předchozím návrhu dochází spolu se změnou zesílení, respektive pracovní frekvence, také ke změně činitele jakosti. Tento fakt může být pro praktické použití nepříjemný, zejména v okamžiku, kdy potřebujeme měnit pracovní frekvenci v širším rozsahu. V tom případě se nabízí použití složitějších struktur filtrů. Využitím více operačních zesilovačů sice bude návrh složitější, ale získáme také odpovídající možnosti samostatného řízení jednotlivých parametrů.

5.5 Filtr 2.řádu Tow-Thomas

Jedná se o univerzální filtr, který nabízí z principu svého zapojení hned několik výstupů, přičemž jednotlivé výstupy plní rozdílné funkce. Můžeme tedy využít filtr jako dolní propust, nebo pásmovou propust, a to při zachování stejných hodnot součástek pro požadovanou pracovní frekvenci.



Obr. 5.5.1 Schéma filtru 2. řádu Tow-Thomas

Přenosové funkce pro pásmovou propust (BP) a dolní propust (LP) se budou lišit. Přenosová funkce pro BP je popsána vztahem (5.5.a).

$$K_V = \frac{-sR_2R_3R_4C_2}{R_1R_2 + sR_1R_3R_4C_2 + s^2R_1R_2R_3R_4C_1C_2} \quad (5.5.a)$$

Obecná přenosová funkce pro pásmovou propust:

$$K(p) = \frac{K_0 \frac{\omega_p}{Q_p} p}{p^2 + \frac{\omega_p}{Q_p} p + \omega_p^2} \quad (5.5.b)$$

Po úpravě pak dostaneme následující vztahy:

$$K_0 = -\frac{R_2}{R_1} \quad Q = \sqrt{\frac{R_2^2 C_1}{R_3 R_4 C_2}} \quad B = \frac{f_0}{Q} = \frac{1}{2\pi R_2 C_1} \quad \omega_0 = \frac{1}{\sqrt{R_3 R_4 C_1 C_2}} \quad (5.5.c)$$

Přenosová funkce pro LP:

$$K_V = \frac{R_2 R_4}{R_1 R_2 + s R_1 R_3 R_4 C_2 + s^2 R_1 R_2 R_3 R_4 C_1 C_2} \quad (5.5.d)$$

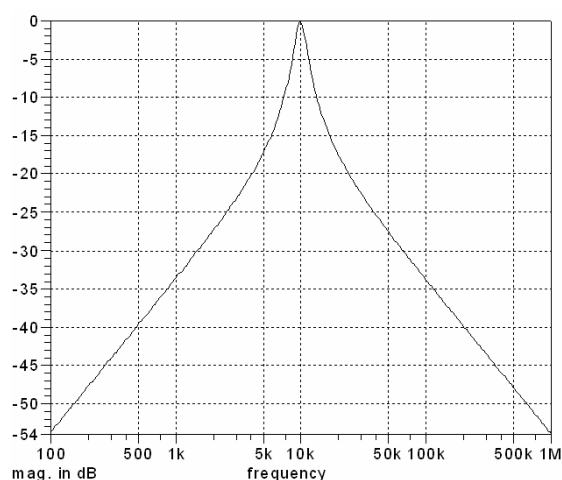
Vztahy které dostaneme úpravou jsou s výjimkou K_0 totožné:

$$K_0 = -\frac{R_4}{R_1} \quad Q = \sqrt{\frac{R_2^2 C_1}{R_3 R_4 C_2}} \quad \omega_0 = \frac{1}{\sqrt{R_3 R_4 C_1 C_2}} \quad (5.5.e)$$

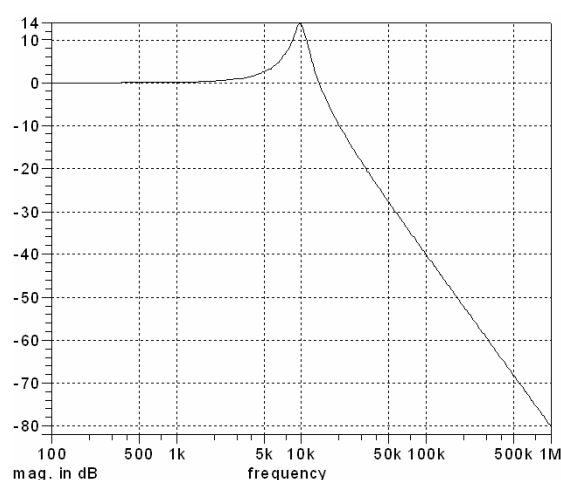
Při návrhu hodnot součástek pro BP (i LP) tedy vycházíme z pravidel, že pokud má být přenos jednotkový, musí platit, že $R_1=R_2=R_4$ a pro další zjednodušení můžeme uvažovat $C_1=C_2$. Pro $f_0=10\text{kHz}$ a $B=2\text{kHz}$ ($Q=4,9$) můžeme použít například tyto hodnoty součástek:

$$C_1 = C_2 = 2,2nF \quad R_1 = R_2 = R_4 = 36k\Omega \quad R_3 = 1,5k\Omega$$

Průběhy frekvenčních charakteristik pro takto navržený filtr:



Obr.5.5.2 Frekvenční charakteristika BP



Obr.5.5.3 Frekvenční charakteristika LP

Možnosti řízení filtru

Pro řízení máme na výběr mnohem více možností v porovnání s předchozími filtry.

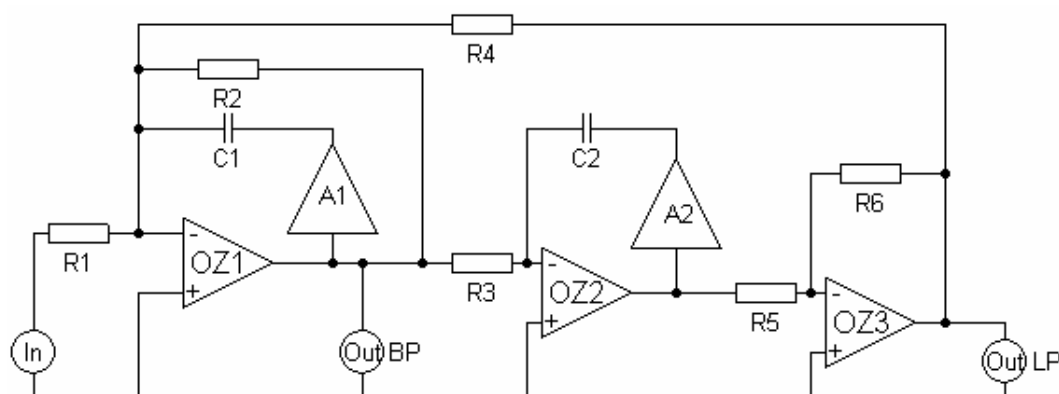
1. Řízení pracovní frekvence při zachování činitele jakosti (mění se šířka pásma) změnou
 - a. C_1 a C_2 současně (jejich poměr musí zůstat konstantní)
 - b. C_1 a R_3 současně (jejich poměr musí zůstat konstantní)
 - c. C_1 a R_4 současně (jejich poměr musí zůstat konstantní – !změna K_0 !)
2. Řízení pracovní frekvence při zachování šířky pásma (mění se činitel jakosti) změnou
 - a. C_1 a R_2 současně (jejich součin musí zůstat konstantní)
 - b. R_3 , nebo R_4 , nebo C_2 (kombinací těchto změn můžeme zvýšit rozsah přeladění)
3. Řízení činitele jakosti, respektive šířky pásma při zachování pracovní frekvence
 - a. C_1 a C_2 současně (jejich součin musí zůstat konstantní)
 - b. R_2 (resp. R_1 a R_2 – jejich poměr musí zůstat konstantní)

Při řízení ale musíme brát v úvahu podmínku, že pro zachování stejné hodnoty přenosu K_0 tohoto filtru, musí platit následující: $R_1=R_2$ (pro BP) a $R_1=R_4$ (pro LP).

Řízení pracovní frekvence při konstantním Q

Při řízení filtru tak, aby zůstal činitel jakosti konstantní budeme postupovat dle bodu 1.

Řízení C_1 a C_2 současně. Pokud obvod zapojíme dle schématu (Obr.5.5.4) kde dojde ke transformaci $X_C \rightarrow X_C/A$ a dodržíme pravidlo, že $A_1=A_2$ získáme pro jednotlivé výstupní body (BP a LP) následující přenosové funkce: (5.5.f) a (5.5.g). Kde je patrné, že ke změně Q a K_0 spolu se změnou zesílení nedochází, mění se pouze pracovní frekvence.



Obr.5.5.4 Schéma pro řízení filtru současnou změnou C_1 a C_2 .

Výsledky symbolické analýzy pro výstup BP – řízení C_1 a C_2 :

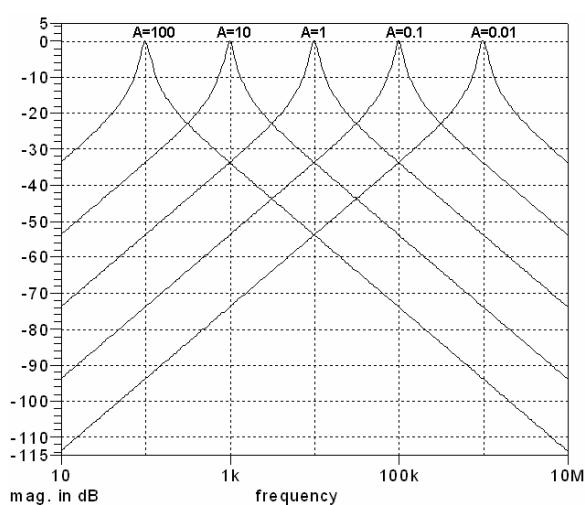
$$K_V = \frac{-sR_2R_3R_4C_2A_2}{R_1R_2 + sR_1R_3R_4C_2A_2 + s^2R_1R_2R_3R_4C_1C_2A_1A_2} \quad (5.5.f)$$

$$K_0 = -\frac{R_2}{R_1} \quad Q = \sqrt{\frac{R_2^2C_1}{R_3R_4C_2}} \quad B = \frac{f_0}{Q} = \frac{1}{2\pi R_2C_1A} \quad \omega_0 = \frac{1}{A\sqrt{R_3R_4C_1C_2}}$$

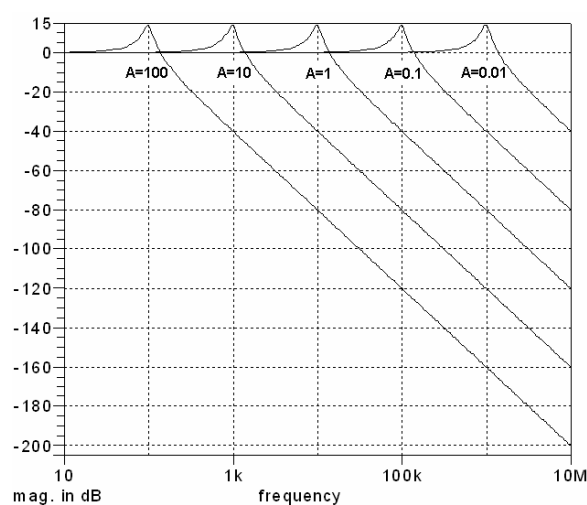
Výsledky symbolické analýzy pro výstup LP– řízení C_1 a C_2 :

$$K_V = \frac{-R_2R_4}{R_1R_2 + sR_1R_3R_4C_2A_2 + s^2R_1R_2R_3R_4C_1C_2A_1A_2} \quad (5.5.g)$$

$$K_0 = -\frac{R_4}{R_1} \quad Q = \sqrt{\frac{R_2^2C_1A_1}{R_3R_4C_2A_2}} = \sqrt{\frac{R_2^2C_1}{R_3R_4C_2}} \quad \omega_0 = \frac{1}{A\sqrt{R_3R_4C_1C_2}}$$

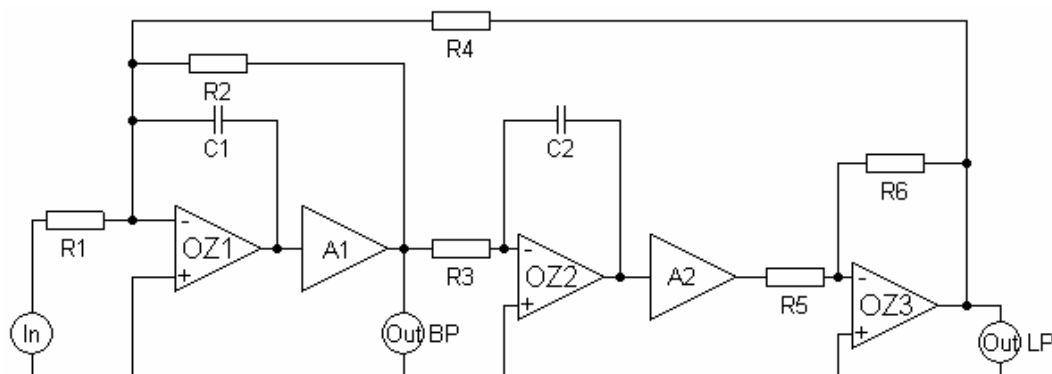


Obr. 5.5.5 Frekvenční charakteristiky BP



Obr. 5.5.6 Frekvenční charakteristiky LP

Samozřejmě můžeme také postupovat i jiným způsobem, jak je znázorněno na obrázku 5.5.7. Změnou zapojení se změní transformace na $X_C \rightarrow X_C \cdot A$, a tím se změní i závislost pracovní frekvence na hodnotě zesílení.



Obr.5.5.7 Schéma pro řízení filtru současnou změnou C_1 a C_2 . (verze2)

Výsledky symbolické analýzy pro výstup BP– řízení C_1 a C_2 :

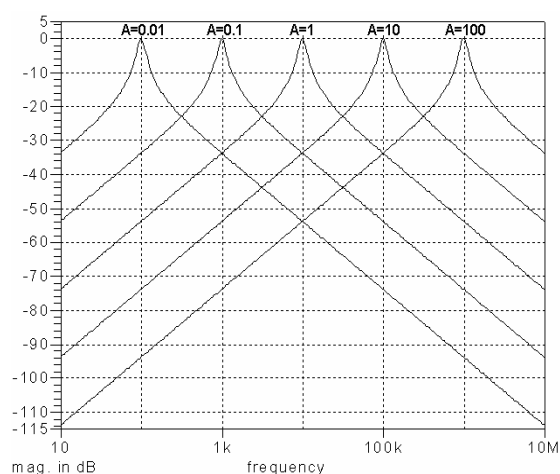
$$K_V = \frac{-sR_2R_3R_4C_2A_1}{R_1R_2A_1A_2 + sR_1R_3R_4C_2A_1 + s^2R_1R_2R_3R_4C_1C_2} \quad (5.5.h)$$

$$K_0 = -\frac{R_2}{R_1} \quad Q = \sqrt{\frac{R_2^2C_1}{R_3R_4C_2}} \quad B = \frac{f_0}{Q} = \frac{A}{2\pi R_2C_1} \quad \omega_0 = \frac{A}{\sqrt{R_3R_4C_1C_2}}$$

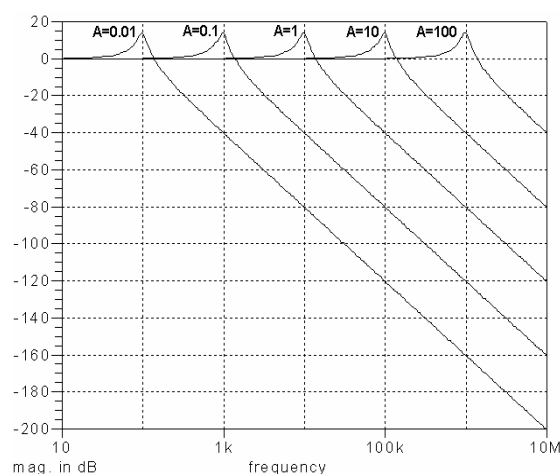
Výsledky symbolické analýzy pro výstup LP– řízení C_1 a C_2 :

$$K_V = \frac{-R_2R_4A_1A_2}{R_1R_2A_1A_2 + sR_1R_3R_4C_2A_1 + s^2R_1R_2R_3R_4C_1C_2} \quad (5.5.i)$$

$$K_0 = -\frac{R_4}{R_1} \quad Q = \sqrt{\frac{R_2^2C_1A_2}{R_3R_4C_2A_1}} = \sqrt{\frac{R_2^2C_1}{R_3R_4C_2}} \quad \omega_0 = \frac{A}{\sqrt{R_3R_4C_1C_2}}$$

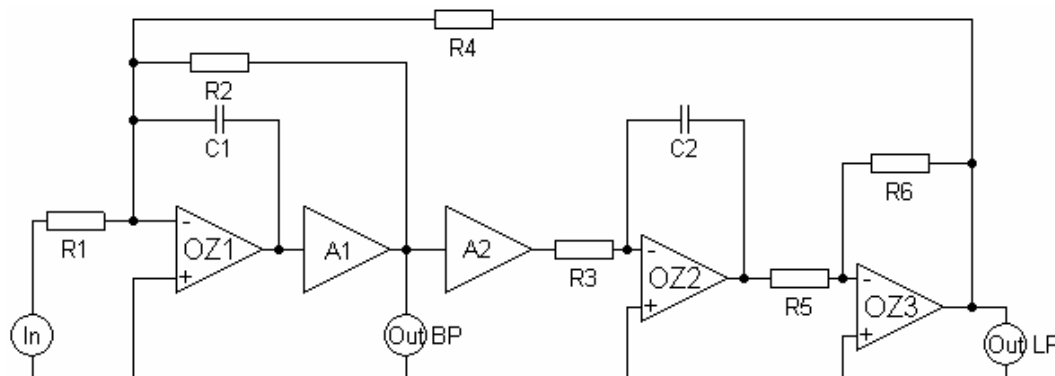


Obr. 5.5.8 Frekvenční charakteristiky BP



Obr. 5.5.9 Frekvenční charakteristiky LP

Řízení C_1 spolu s R_3 je na obrázku 5.5.10, což je poslední možnost řízení pracovní frekvence při zachování Q , kdy nedochází ke změně přenosu na výstupech BP i LP zároveň.



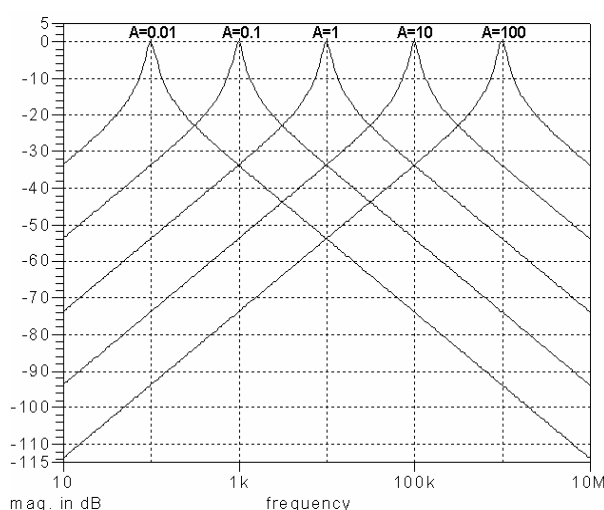
Obr.5.5.10 Schéma pro řízení filtru současnou změnou C_1 a R_3

Výsledky symbolické analýzy pro výstup BP– řízení C_1 a R_3 :

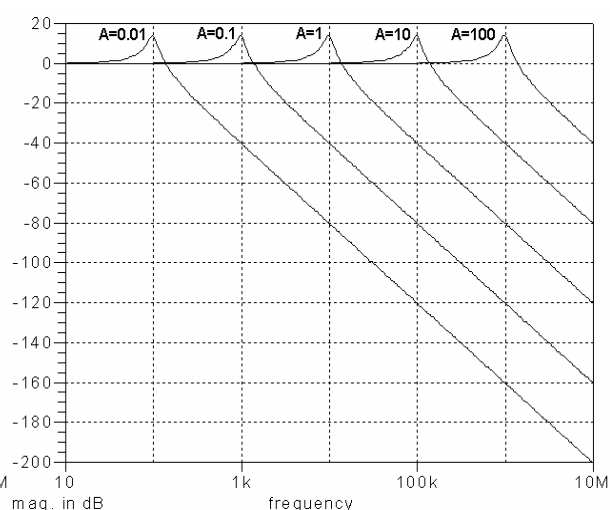
$$K_V = \frac{-sR_2R_3R_4C_2A_1}{R_1R_2A_1A_2 + sR_1R_3R_4C_2A_1 + s^2R_1R_2R_3R_4C_1C_2} \quad (5.5.j)$$

$$K_0 = -\frac{R_2}{R_1} \quad Q = \sqrt{\frac{R_2^2C_1}{R_3R_4C_2}} \quad B = \frac{f_0}{Q} = \frac{A}{2\pi R_2C_1} \quad \omega_0 = \frac{A}{\sqrt{R_3R_4C_1C_2}}$$

Výsledky symbolické analýzy pro výstup LP– řízení C_1 a R_3 jsou rovněž totožné s předchozím příkladem (5.5.i), díky tomu i výsledné charakteristiky budou totožné s frekvenčními charakteristikami na obrázcích 5.5.8 a 5.5.9.

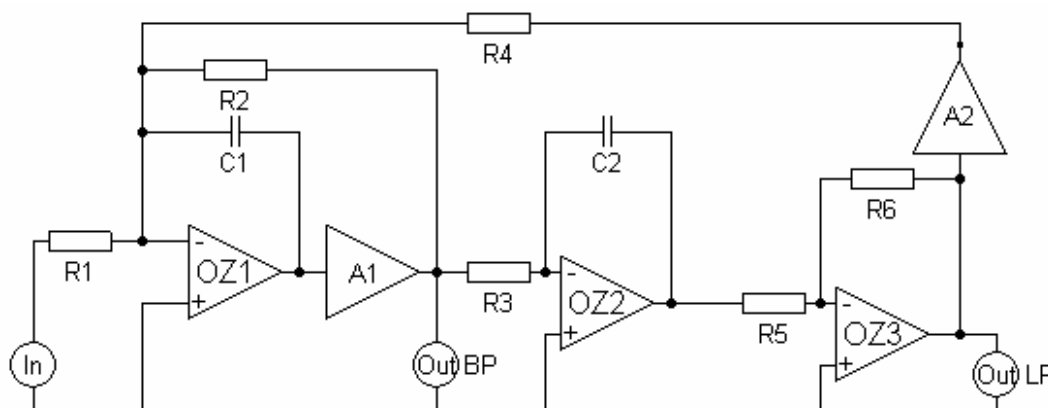


Obr. 5.5.11 Frekvenční charakteristiky BP



Obr. 5.5.12 Frekvenční charakteristiky LP

Při současném řízení **C1 a R4** (Obr.5.5.13) už narazíme na problém, kdy na výstupu dolní propusti (LP) bude při řízení docházet k ovlivnění přenosu K_0 .



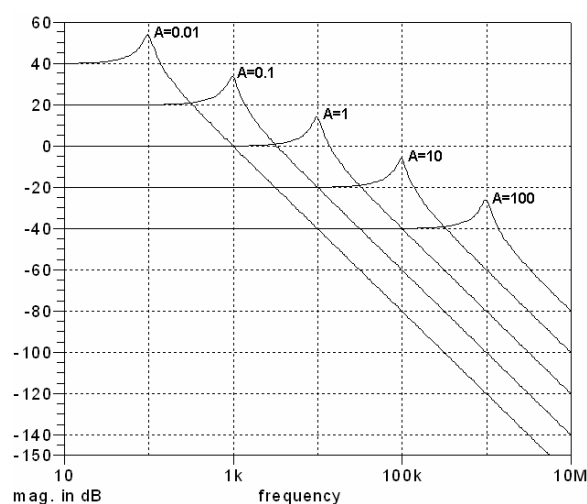
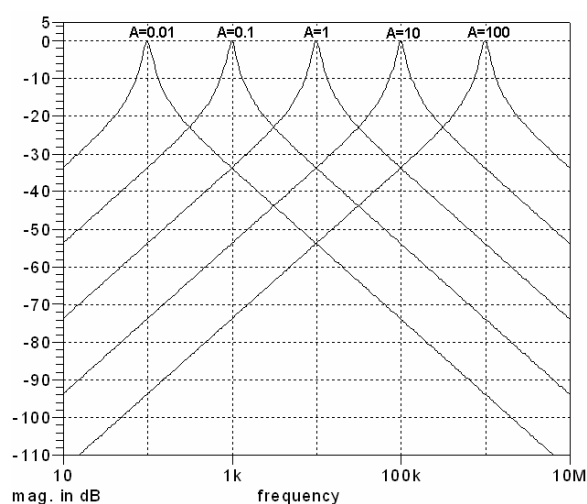
Obr.5.5.13 Schéma pro řízení filtru současnou změnou C_1 a R_4

Výsledky symbolické analýzy pro výstup BP jsou opět totožné s (5.5.h).

Výsledky symbolické analýzy pro výstup LP pro schéma z obrázku 5.5.13 už se ale liší:

$$K_v = \frac{-R_2 R_4 A_1}{R_1 R_2 A_1 A_2 + s R_1 R_3 R_4 C_2 A_1 + s^2 R_1 R_2 R_3 R_4 C_1 C_2} \quad (5.5.k)$$

$$K_0 = -\frac{R_4}{R_1 A_2} \quad Q = \sqrt{\frac{R_2^2 C_1 A_2}{R_3 R_4 C_2 A_1}} = \sqrt{\frac{R_2^2 C_1}{R_3 R_4 C_2}} \quad \omega_0 = \frac{A}{\sqrt{R_3 R_4 C_1 C_2}}$$



Obr. 5.5.14 Frekvenční charakteristiky BP

Obr. 5.5.15 Frekvenční charakteristiky LP

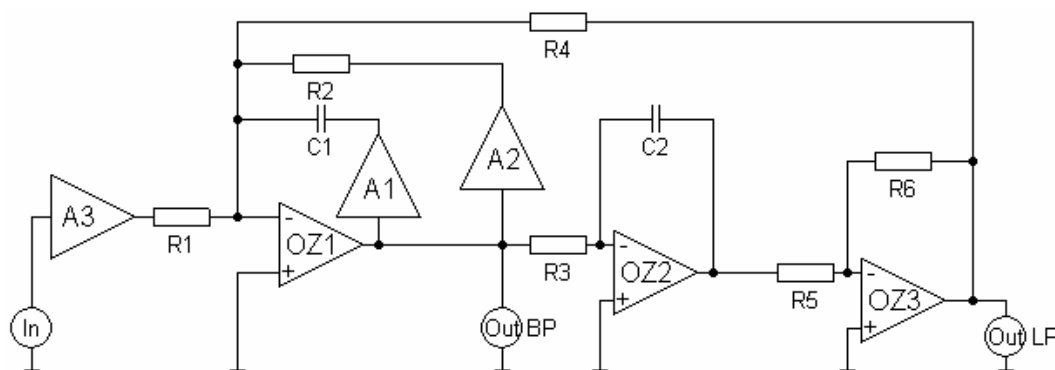
Pokud potřebujeme pouze výstup BP, tak nemusíme brát vliv na LP v úvahu. V tom případě nebude s návrhem problém a frekvenční charakteristiky budou totožné s obrázky 5.5.8 a 5.5.11.

Řízení pracovní frekvence při konstantní B

Pro řízení máme v tomto případě, jak již bylo uvedeno, následující možnosti:

- C_1 a R_2 současně (jejich součin musí zůstat konstantní)
- R_3 , nebo R_4 , nebo C_2 (kombinací těchto změn můžeme zvýšit rozsah přeladění)

První možnost řízení, tedy současná změna C_1 a R_2 má nevýhodu v tom, že dojde k porušení podmínky $R_1 = R_2$ a to ovlivní hodnoty přenosu K_0 . Nicméně je v tomto případě zajímavá pouze hodnota BP, protože šířka pásma nás u LP pravděpodobně nebude zajímat. Díky tomu můžeme v tomto případě řídit navíc R_1 , porušíme sice K_0 pro LP, ale eliminujeme vliv na BP. Obvod tedy zapojíme podle schématu na obrázku 5.5.16.



Obr.5.5.16 Schéma pro řízení filtru současnou změnou C_1 , R_2 a R_1

Výsledky symbolické analýzy pro BP – řízení C_1 , R_2 a R_3 : ($A_1=A_2=A_3=A$)

$$K_v = \frac{-sR_2R_3R_4C_2A_3}{R_1R_2 + sR_1R_3R_4C_2A_2 + s^2R_1R_2R_3R_4C_1C_2A_1} \quad (5.5.1)$$

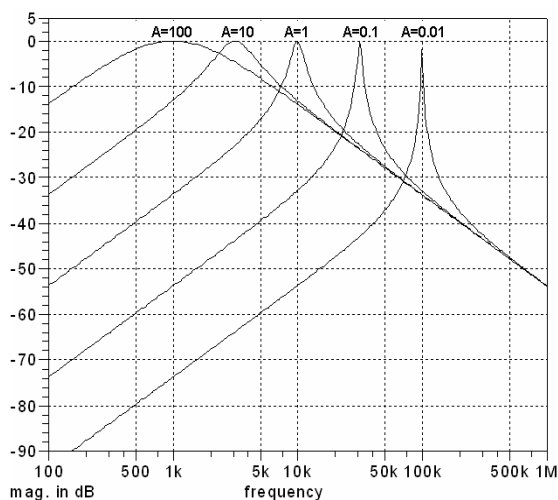
$$K_0 = -\frac{R_2}{R_1} \quad Q = \sqrt{\frac{R_2^2C_1}{R_3R_4C_2A}} \quad B = \frac{f_0}{Q} = \frac{1}{2\pi R_2C_1} \quad \omega_0 = \frac{1}{\sqrt{R_3R_4C_1C_2A}}$$

Výsledky symbolické analýzy pro LP– řízení C_1 , R_2 a R_3 : ($A_1=A_2=A_3=A$)

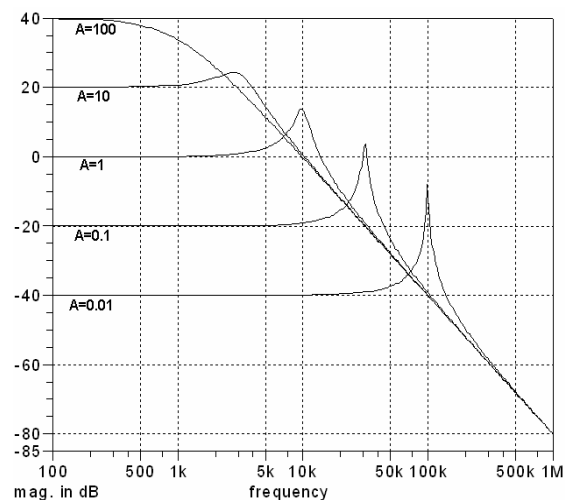
$$K_v = \frac{-R_2R_4A_3}{R_1R_2 + sR_1R_3R_4C_2A_2 + s^2R_1R_2R_3R_4C_1C_2A_1} \quad (5.5.m)$$

$$K_0 = -\frac{R_4A_3}{R_1} \quad Q = \sqrt{\frac{R_2^2C_1A_1}{R_3R_4C_2A_2}} = \sqrt{\frac{R_2^2C_1}{R_3R_4C_2A_2}} \quad \omega_0 = \frac{1}{\sqrt{R_3R_4C_1C_2A_1}}$$

Frekvenční charakteristiky pro schéma z obrázku 5.5.16:

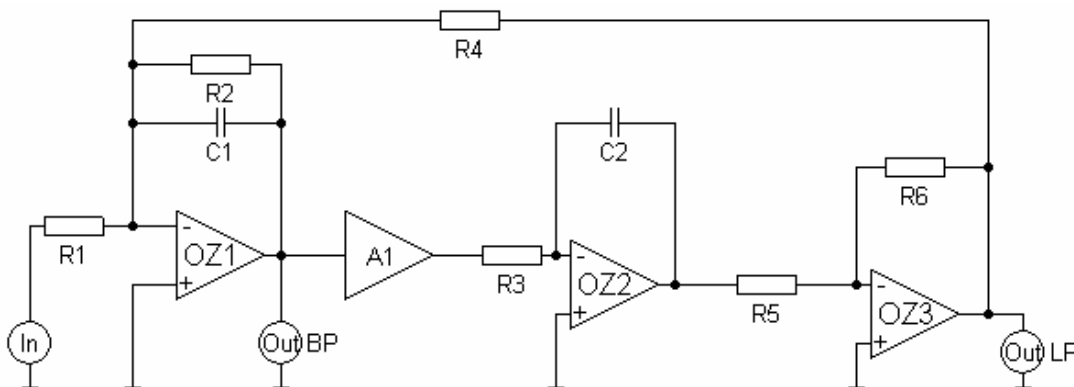


Obr. 5.5.17 Frekvenční charakteristiky BP



Obr. 5.5.18 Frekvenční charakteristiky LP

Druhá a podstatně jednodušší možnost je řízení samostatných prvků obvodu. K řízení tak bude stačit pouze jeden VCA a máme na výběr, zda řídit R_3 , R_4 , nebo C_2 . Ani jedna ze zmíněných součástek neovlivní pro výstup BP přenos K_0 , takže nejsme nijak omezeni. Na následujícím schématu (Obr.5.5.19) je příklad řízení R_3 .



Obr.5.5.19 Schéma pro řízení filtru změnou R_3

Výsledky symbolické analýzy pro BP – řízení R_3 :

$$K_V = \frac{-sR_2R_3R_4C_2}{R_1R_2A_1 + sR_1R_3R_4C_2 + s^2R_1R_2R_3R_4C_1C_2}$$

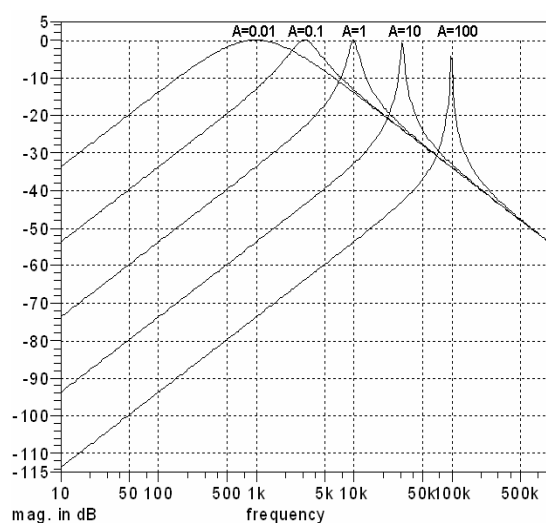
(5.5.n)

$$K_0 = -\frac{R_2}{R_1} \quad Q = \sqrt{\frac{R_2^2C_1A_1}{R_3R_4C_2}} \quad B = \frac{f_0}{Q} = \frac{1}{2\pi R_2C_1} \quad \omega_0 = \sqrt{\frac{A_1}{R_3R_4C_1C_2}}$$

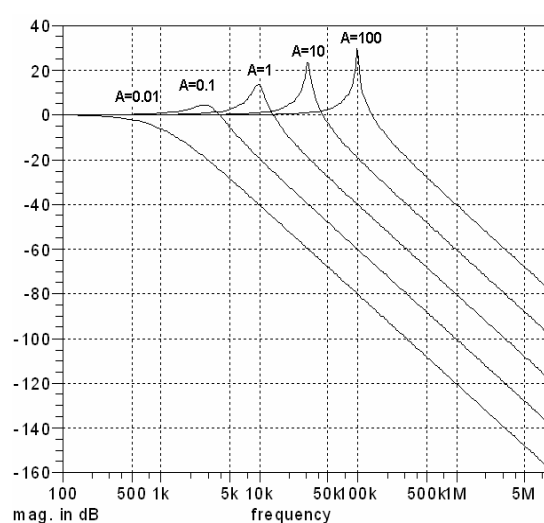
Výsledky symbolické analýzy pro LP – řízení R₃:

$$K_V = \frac{-R_2 R_4 A_1}{R_1 R_2 A_1 + s R_1 R_3 R_4 C_2 + s^2 R_1 R_2 R_3 R_4 C_1 C_2} \quad (5.5.0)$$

$$K_0 = -\frac{R_4}{R_1} \quad Q = \sqrt{\frac{R_2^2 C_1 A_1}{R_3 R_4 C_2}} \quad \omega_0 = \sqrt{\frac{A_1}{R_3 R_4 C_1 C_2}}$$



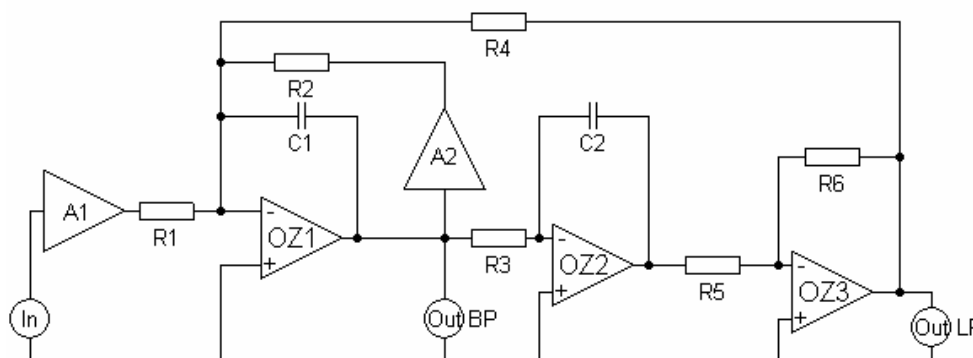
Obr. 5.5.20 Frekvenční charakteristiky BP



Obr. 5.5.21 Frekvenční charakteristiky LP

Řízení B resp. Q při konstantní pracovní frekvenci f_0

Pro řízení máme opět několik možností podle toho, který výstup hodláme použít. První možností je současná změna C_1 a C_2 , nebo máme možnost zasahovat do rezistorů R_1 a R_2 , jak je na následujícím schématu (Obr. 5.5.22). Pokud potřebujeme konstantní K_0 pro výstup BP, musíme řídit oba rezistory tak, aby jejich poměr zůstal konstantní, ale jestli chceme řídit Q pro výstup LP, stačí pouze řídit R_2 .



Obr.5.5.22 Schéma pro řízení filtru změnou R_1 a R_2

Výsledky symbolické analýzy pro BP – řízení R_1 a R_2 , zapojení dle obrázku 5.5.22 ($A_1=A_2=A$)

$$K_V = \frac{-sR_2R_3R_4C_2A_1}{R_1R_2 + sR_1R_3R_4C_2A_2 + s^2R_1R_2R_3R_4C_1C_2} \quad (5.5.p)$$

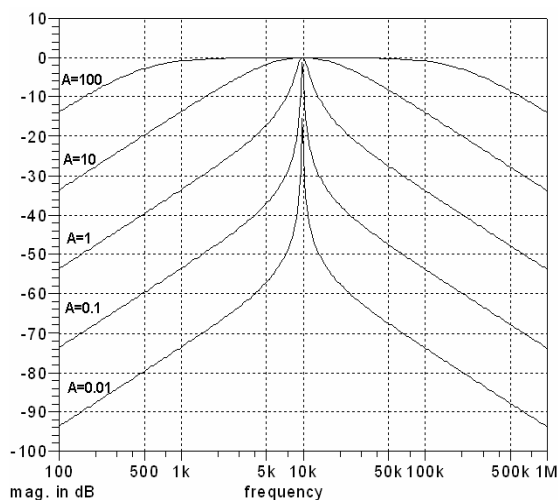
$$K_0 = -\frac{R_2}{R_1} \quad Q = \sqrt{\frac{R_2^2C_1}{R_3R_4C_2A^2}} \quad B = \frac{f_0}{Q} = \frac{A}{2\pi R_2C_1} \quad \omega_0 = \sqrt{\frac{1}{R_3R_4C_1C_2}}$$

Výsledky symbolické analýzy pro LP – řízení R_1 a R_2 :

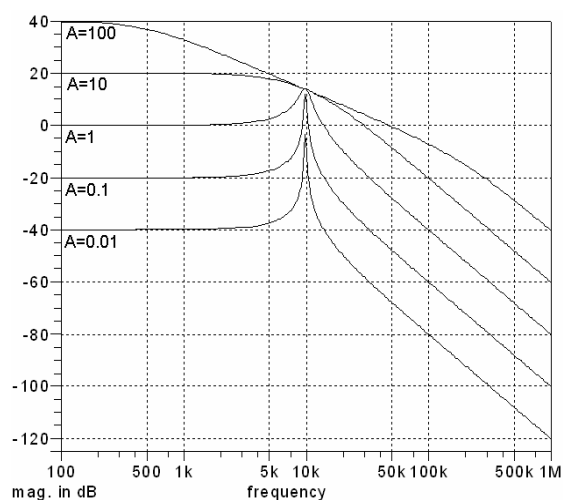
$$K_V = \frac{-R_2R_4A_1}{R_1R_2 + sR_1R_3R_4C_2A_2 + s^2R_1R_2R_3R_4C_1C_2} \quad (5.5.q)$$

$$K_0 = -\frac{R_4A_1}{R_1} \quad Q = \sqrt{\frac{R_2^2C_1}{A_2^2R_3R_4C_2}} \quad \omega_0 = \sqrt{\frac{1}{R_3R_4C_1C_2}}$$

Frekvenční charakteristiky ke schématu z obrázku 5.5.22:



Obr. 5.5.23 Frekvenční charakteristiky BP



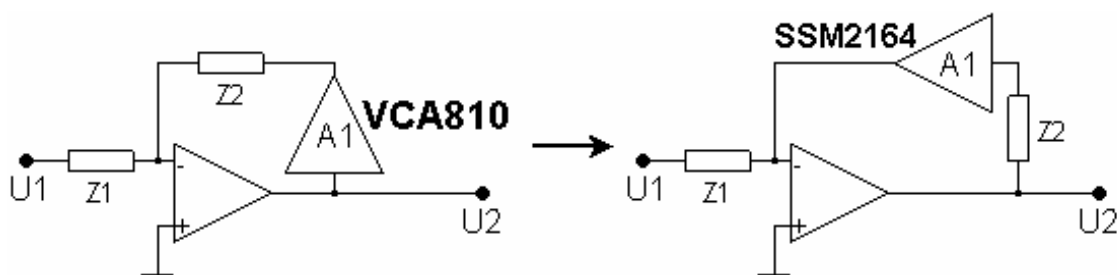
Obr. 5.5.24 Frekvenční charakteristiky LP

6 Experimentální ověření

Jak již bylo v předchozích kapitolách zmíněno, simulace chování navržených zapojení byly prováděny s modely ideálních součástek. Aby bylo možno posoudit chování reálných obvodů v reálném prostředí, bylo nutno zapojení realizovat.

V této fázi se vyskytlo několik omezení a problémů:

- Při návrhu i realizaci se vycházelo z parametrů obvodu VCA810, za tímto účelem bylo zesílení při simulacích nastavováno v rozsahu $\pm 40\text{dB}$ (to představuje 100 - násobné zesílení/zeslabení vstupního napětí obvodu), což funguje skvěle při simulacích, ale v reálném zapojení představují tyto hodnoty problém s hodnotami vstupního napětí.
- U několika obvodů se okamžitě po zapojení objevila nestabilita, která se nepodařila dostupnými prostředky efektivně kompenzovat. Jednalo se o obvody, u kterých byl výstup VCA přímo připojen na kondenzátor. Tento problém se týká následujících schémat: Obr.5.1.7, Obr.5.3.2, Obr.5.5.4 a Obr.5.5.16. Zmíněná zapojení nebylo možno změřit.
- Stabilita a použitelný rozsah zesílení se u jednotlivých obvodů lišil, z toho důvodu nejsou jednotlivé grafy sjednoceny ve smyslu použitých hodnot zesílení, hodnoty nicméně představují rozsah, který se podařilo pro jednotlivá zapojení změřit.
- SSM2164 – při použití tohoto obvodu bude třeba obvody filtrů mírně pozměnit, protože je tento obvod vybaven, na rozdíl od VCA810, proudovým vstupem a výstupem. Princip návrhu zůstává stejný jako v předchozím případě s tím rozdílem, že musíme zaměnit pořadí VCA a ovládané impedance. Nejprve provedeme transformaci napětí/proud a teprve potom zařadíme obvod VCA, což můžeme vidět na následujícím obrázku.



Obr.6.1 Změna systému řízení při použití SSM2164

Výsledky měření pro zapojení dle navržených schémat:

Výsledky měření v podobě grafů jsou uvedeny v příloze II. Tabulky s naměřenými hodnotami jsou v příloze I. (CD).

7 Závěr

Napětím řízené zesilovače jsou dnes bezesporu neoddělitelnou součástí pro zpracování signálů v telekomunikační technice, pokud jde o využití k řízení filtrů, čímž se tato práce zabývá. Lze říci, že možnost řídit odezvu obvodů ve frekvenční oblasti patří neodmyslitelně k dnešní technice, ať už jde o zpracování hlasu z mikrofonu, nebo o rádiové vlny v řádech GHz.

Princip řízení vycházející z v podstatě analogového řízení v dnešním digitálním světě sice může vypadat jako překonaný, ale dovoluje obvodům VCA vykonávat svou činnost nezávisle a šetřit tak výpočetní výkon zařízení. Pro řízení zesilovače digitálně pak stačí pouze použít D/A převodník, nebo zvolit VCA, který je digitálním rozhraním vybaven už od výroby.

Jak je z výsledků patrné, pro vyšší řády filtrů a složitější zapojení, platí omezení ohledně stability a použitelného rozsahu. Pro myslitelné aplikace je však rozsah stále více než dostačující. V porovnání s obvody reprezentovanými ideálními součástkami řešenými v programu SNAP, jejichž stabilita byla vyhodnocována na základě hodnot pólů, poukazuje tato práce na nutnost definovat při simulacích co nejvíce reálných parametrů. Protože pokud se obvod blíží k nestabilitě v ideálních podmínkách, při realizaci bude pravděpodobně obvod již nestabilní a tedy nepoužitelný.

S rostoucí integrací součástek, se tyto obvody začínají stále více integrovat do složitějších struktur. Díky tomu se sice zjednoduší konstrukce některých zařízení, na druhou stranu dochází k odsouvání samostatných VCA do role nenápadné části uvnitř složitějšího zapojení. S tím přichází i omezený zájem o distribuci těchto obvodů v kamenných obchodech. Případným zájemcům o experimentování s těmito obvody pak většinou zbývá pouze možnost objednávat obvody ve formě vzorků přímo u výrobce, což je vzhledem k domovským zemím těchto výrobců spojeno s dlouhými dodacími lhůtami.

Seznam použité literatury

- [1] VEDRAL, J., FISCHER, J. *Elektronické obvody pro měřicí techniku*. Praha: ČVUT, 2004.
- [2] DOSTÁL, T., AXMAN, V. *Elektrické filtry*. FEKT VUT, Brno: 2002.
- [3] BIOLEK, D. *Řešíme elektronické obvody*. BEN – technická literatura, Praha 2004.
- [4] PUNČOCHÁŘ, J. *Operační zesilovače v elektronice*. BEN – technická literatura, Praha 2004. 5.vydání.
- [5] HÁJEK, Karel. *Možnosti elektronického řízení parametrů filtrů 2.řádu s třemi operačními zesilovači : pomocí napětím řízených zesilovačů napětí*. Brno, 1999. 34 s. Odborná zpráva řešení projektu GA ČR č.102/97/0765. VA Brno, Katedra Elektrotechniky a elektroniky.
- [6] Datasheet. *VCA810 – High Gain Adjust Range, Wideband, Voltage-Controlled Amplifier*. Burr-Brown Products from Texas Instruments, 2004.
- [7] Datasheet. *SSM2164 – Low Cost Quad Voltage Controlled Amplifier*. Analog Devices, REV.0.
- [8] Datasheet. *BA7655A – Dual Voltage-controlled Amplifier*. Multimedia ICs.
- [9] Datasheet. *SA5241 – Voltage controlled amplifier for electronic volume control*. Silan Microelectronics, REV1.1, 2005.
- [10] Datasheet. *THAT 2162 – Dual Pre-trimmed Blackmer Voltage Controlled Amplifier*. THAT Corporation, REV 00, 2007.
- [11] Datasheet. *LMH6503 – Wideband Low Power Linear Variable Gain Amplifier*. National Semiconductor, 2004.
- [12] Datasheet. *LMH6518 – 900MHz Digitálky Controlled Variable Gain Amplifier*. National Semiconductor, 2008.
- [13] Datasheet. *VCA2619 – Dual Variable Gain Amplifier with Input Buffer*. Burr-Brown Products from Texas Instruments, 2003.
- [14] KÁŇA, Ladislav. SCHIMMEL, Jiří. *Studiová a hudební elektronika*. 122 s. VUT Brno, Katedra Elektrotechniky a komunikačních technologií. Brno, 2002.

Seznam příloh

Příloha I. (CD) Obsahuje datasheety ke všem obvodům zmíněným v kapitole 3.9 a hodnoty naměřené při experimentálním ověření.

Příloha II. Grafy znázorňující naměřené hodnoty při experimentálním ověření navržených zapojení.

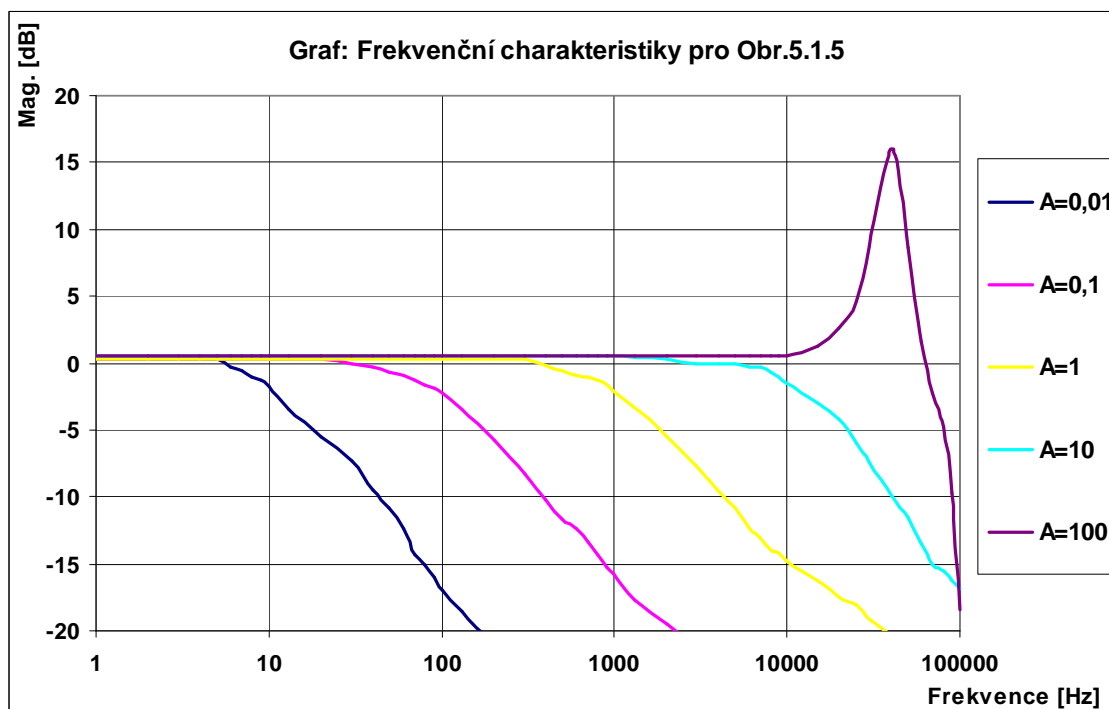
VŠB - Technická univerzita Ostrava
Fakulta elektrotechniky a informatiky
Katedra telekomunikační techniky

*Aplikace napět'ově řízených zesilovačů
v telekomunikační technice*

Příloha II

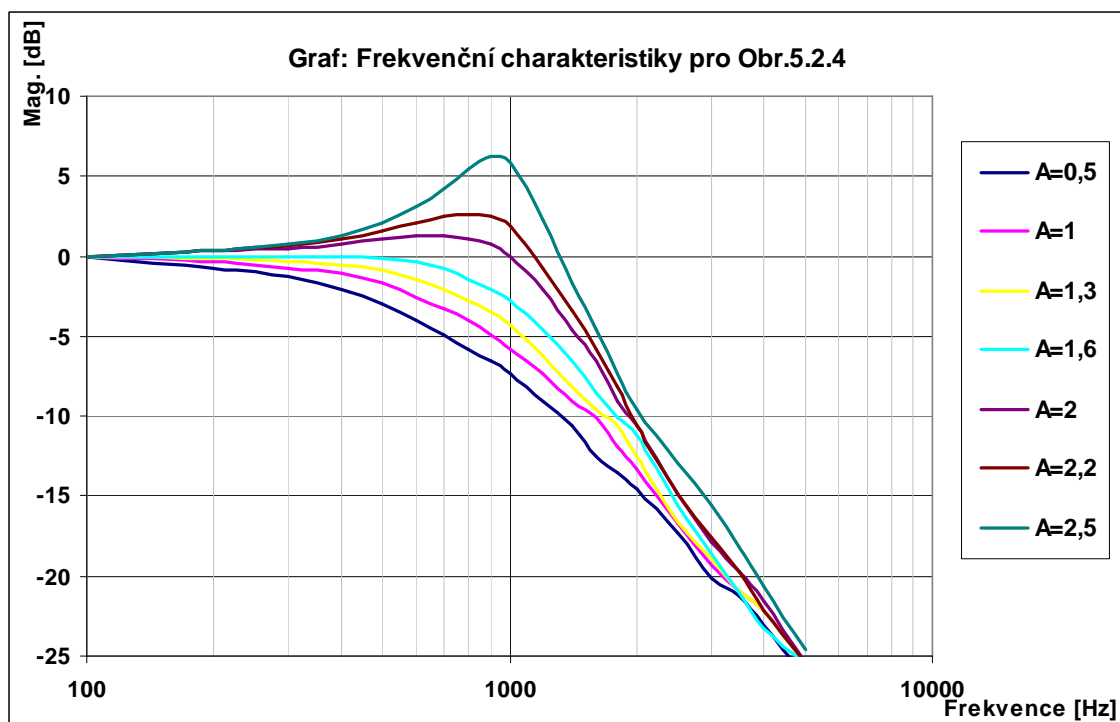
Experimentální ověření

1. Výsledky měření pro schéma z obrázku 5.1.5

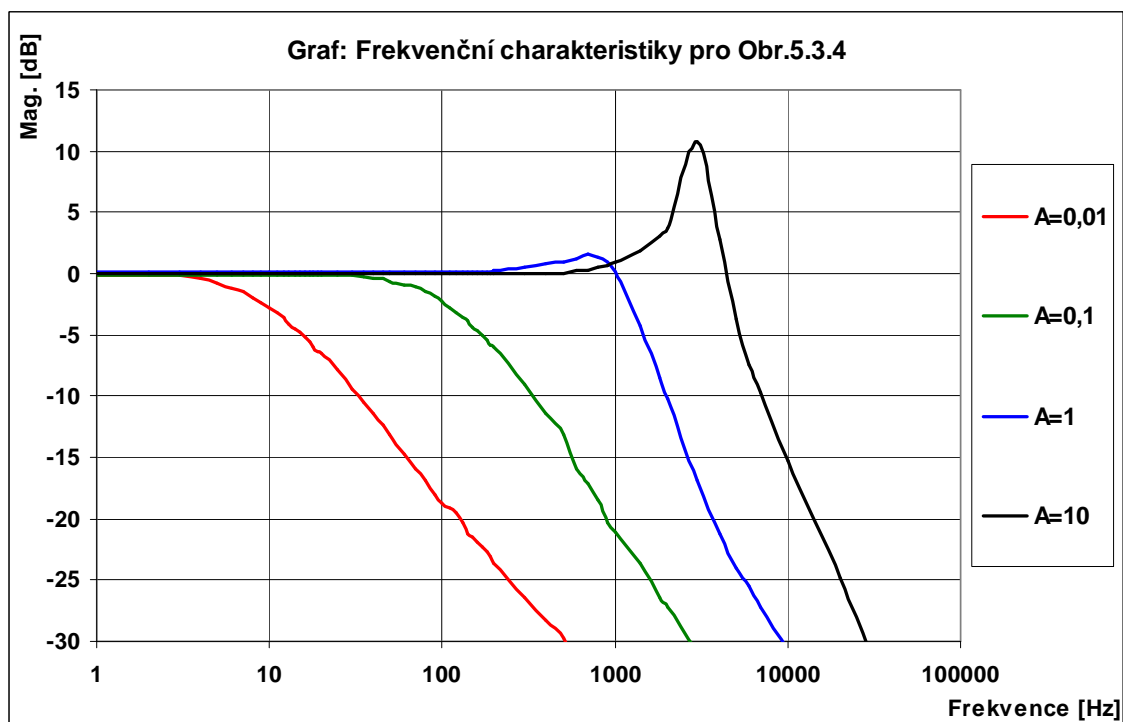


Pozn. Pro hodnotu zesílení $A=100$ je obvod nestabilní.

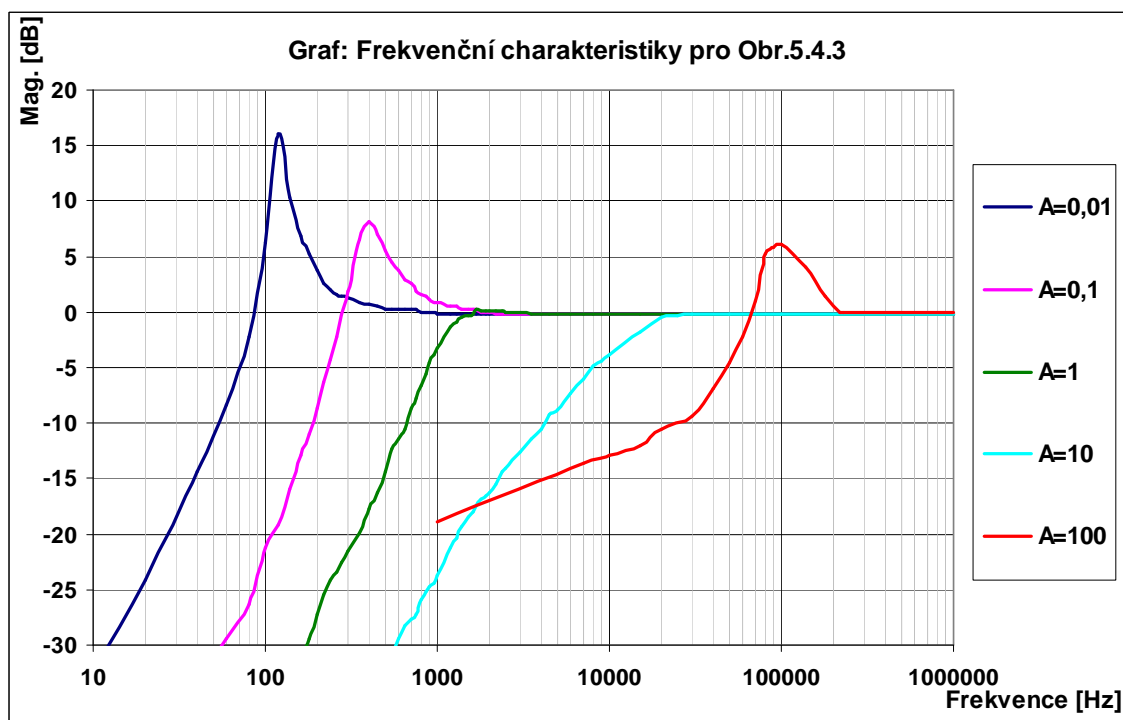
2. Výsledky měření pro schéma z obrázku 5.2.4



3. Výsledky měření pro schéma z obrázku 5.3.4

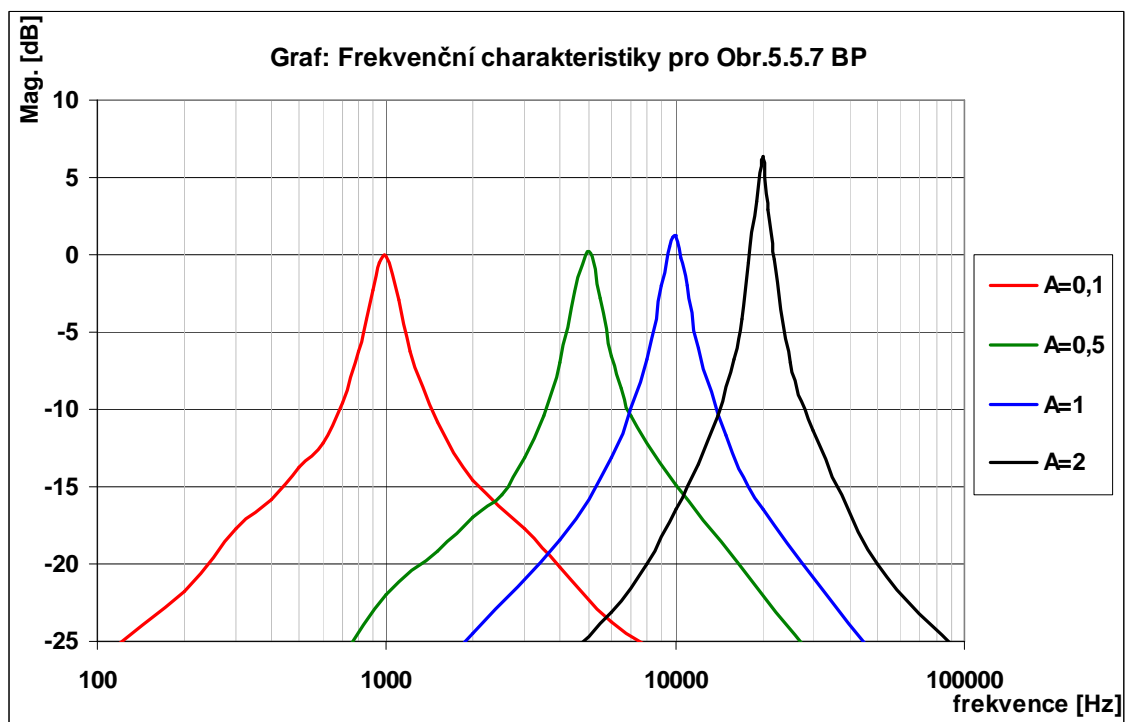


4. Výsledky měření pro schéma z obrázku 5.4.3

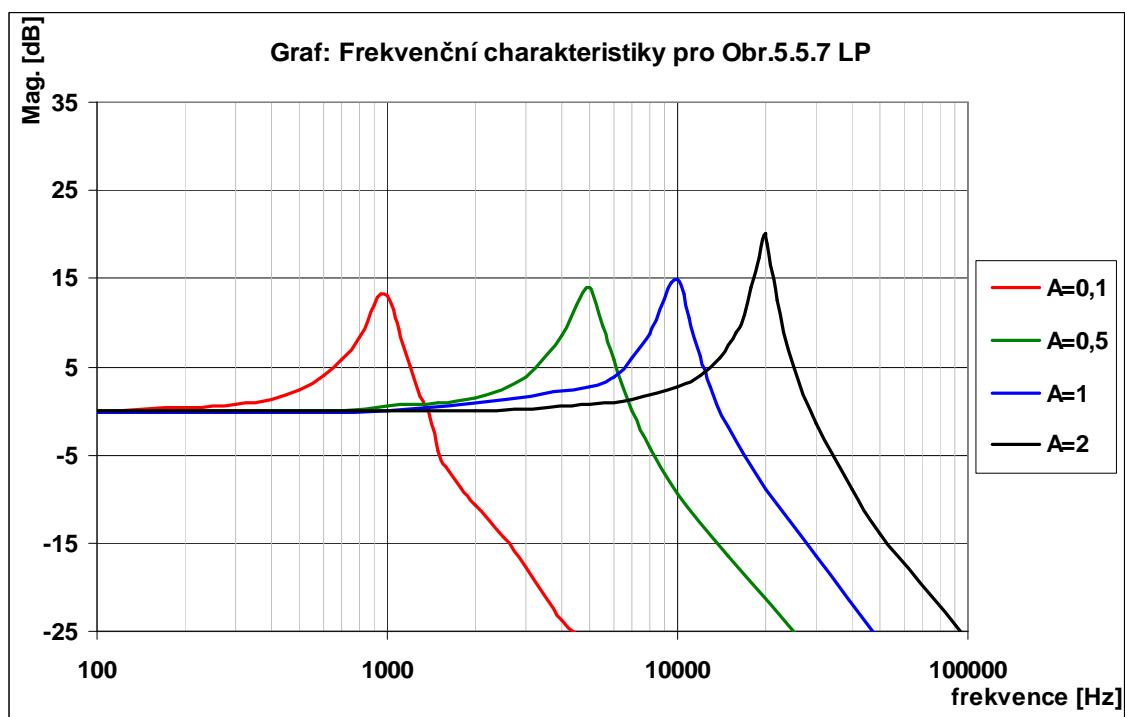


Pozn. Pro hodnotu zesílení $A=100$ je obvod nestabilní.

5. Výsledky měření pro schéma z obrázku 5.5.7

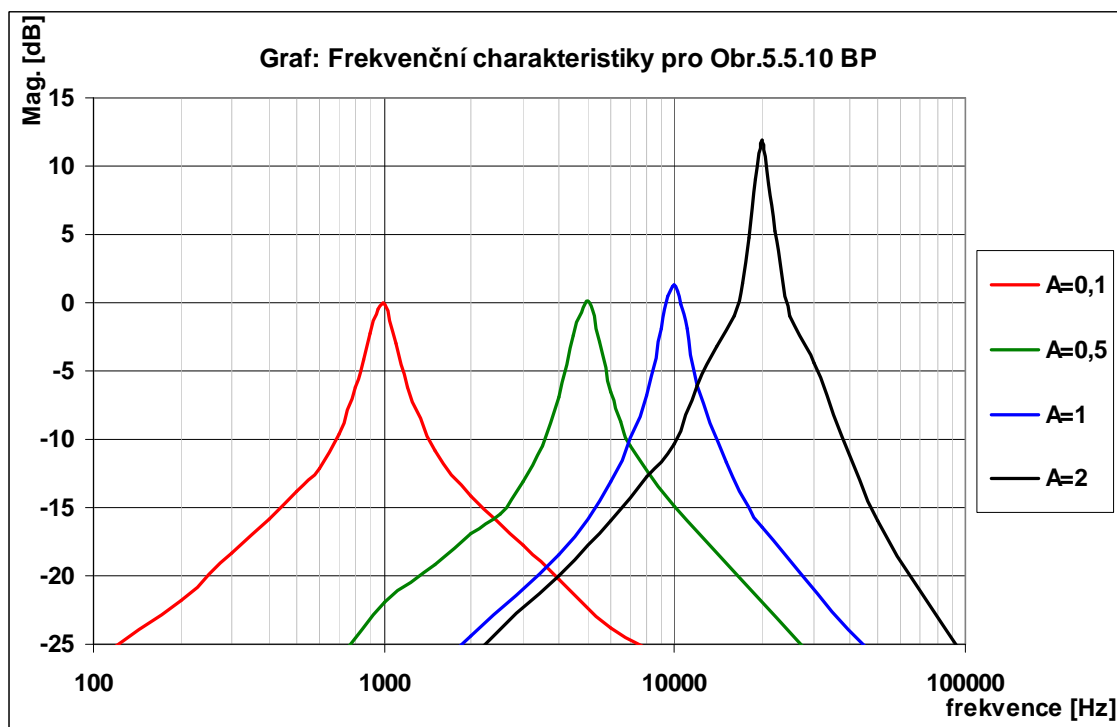


Pozn. Pro hodnotu zesílení $A=2$ je obvod nestabilní.

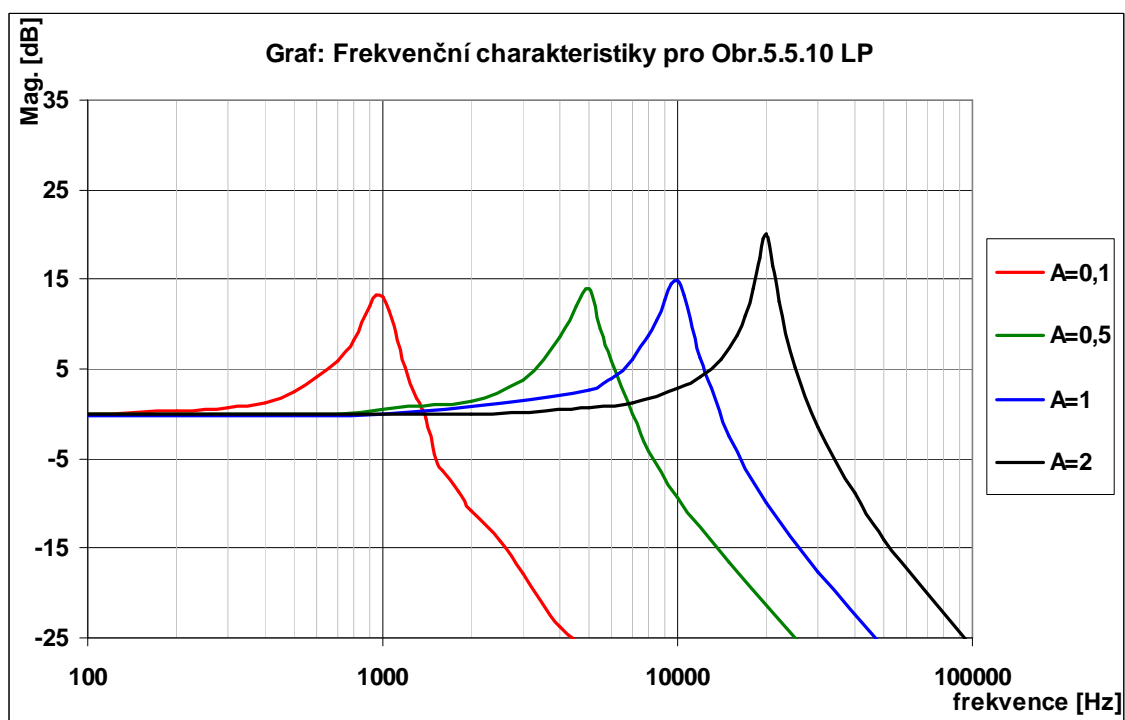


Pozn. Pro hodnotu zesílení $A=2$ je obvod nestabilní.

6. Výsledky měření pro schéma z obrázku 5.5.10

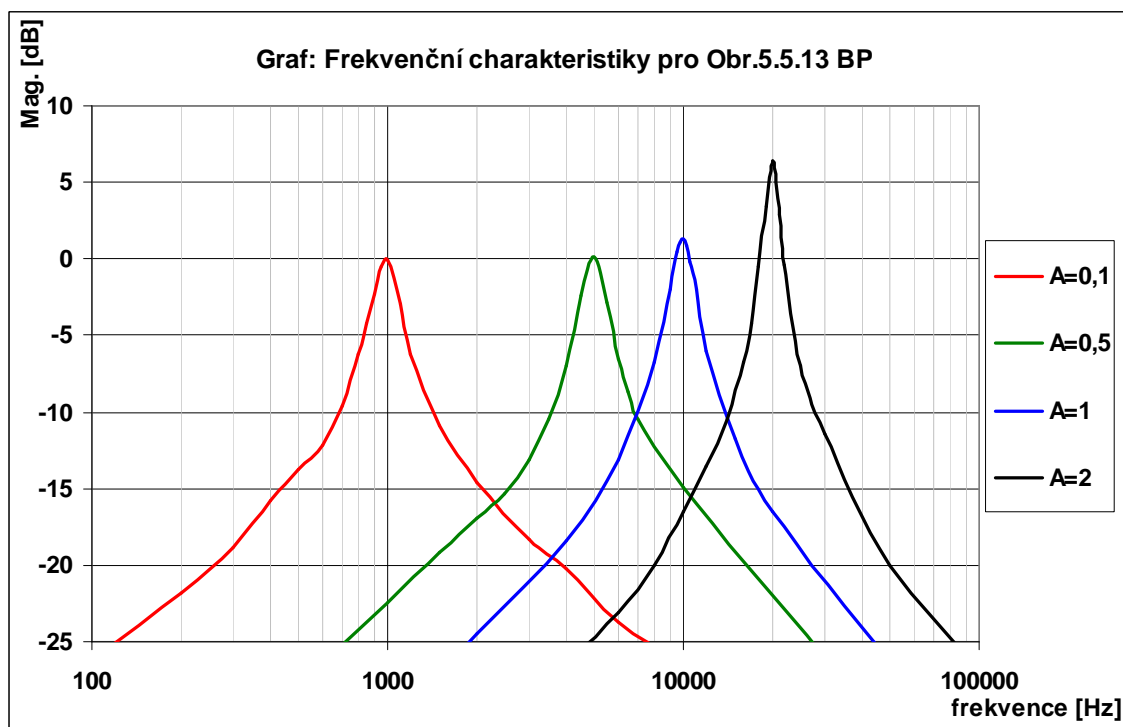


Pozn. Pro hodnotu zesílení $A=2$ je obvod nestabilní.

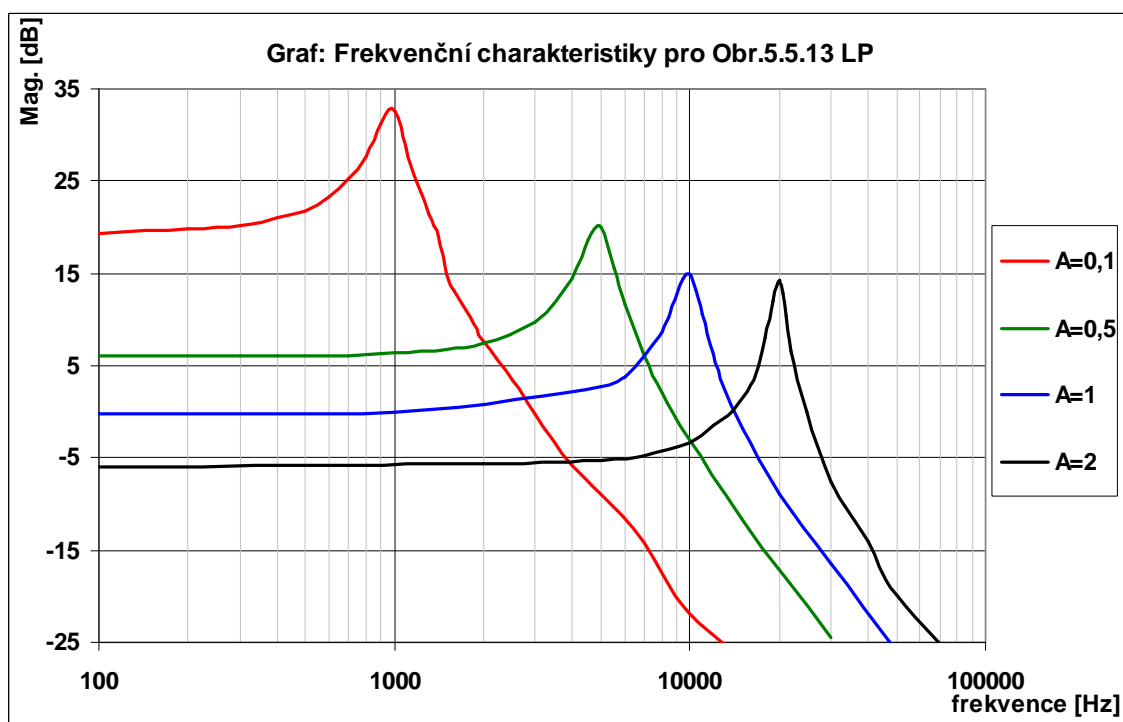


Pozn. Pro hodnotu zesílení $A=2$ je obvod nestabilní.

7. Výsledky měření pro schéma z obrázku 5.5.13

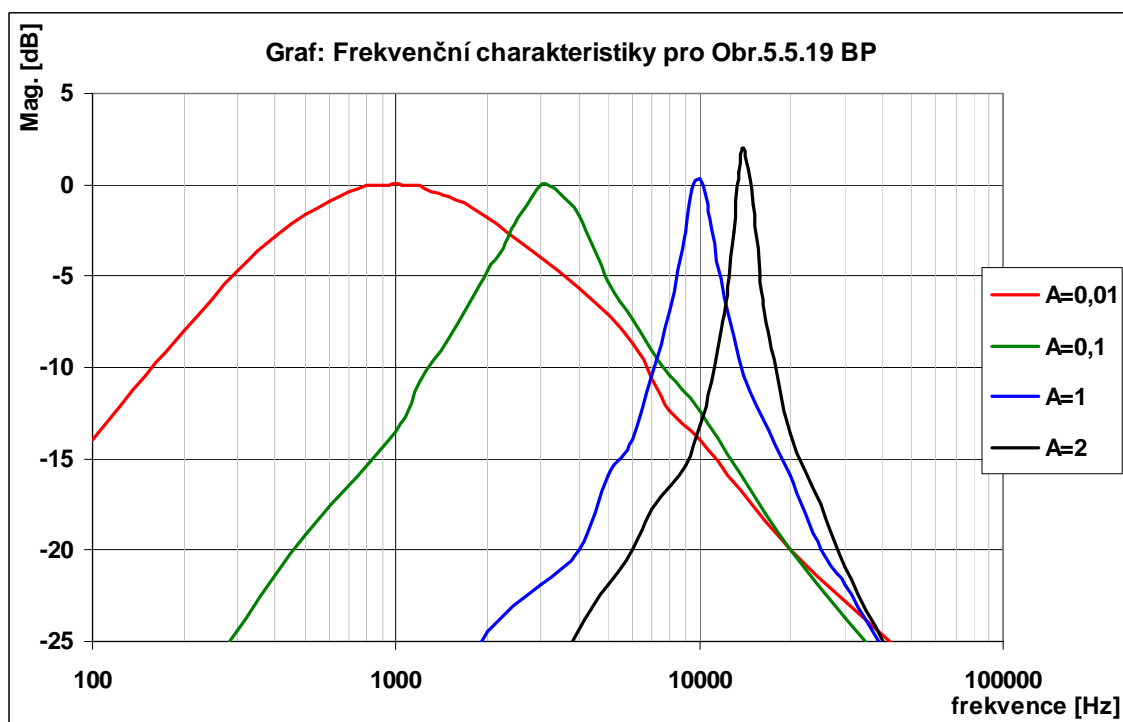


Pozn. Pro hodnotu zesílení $A=2$ je obvod nestabilní.

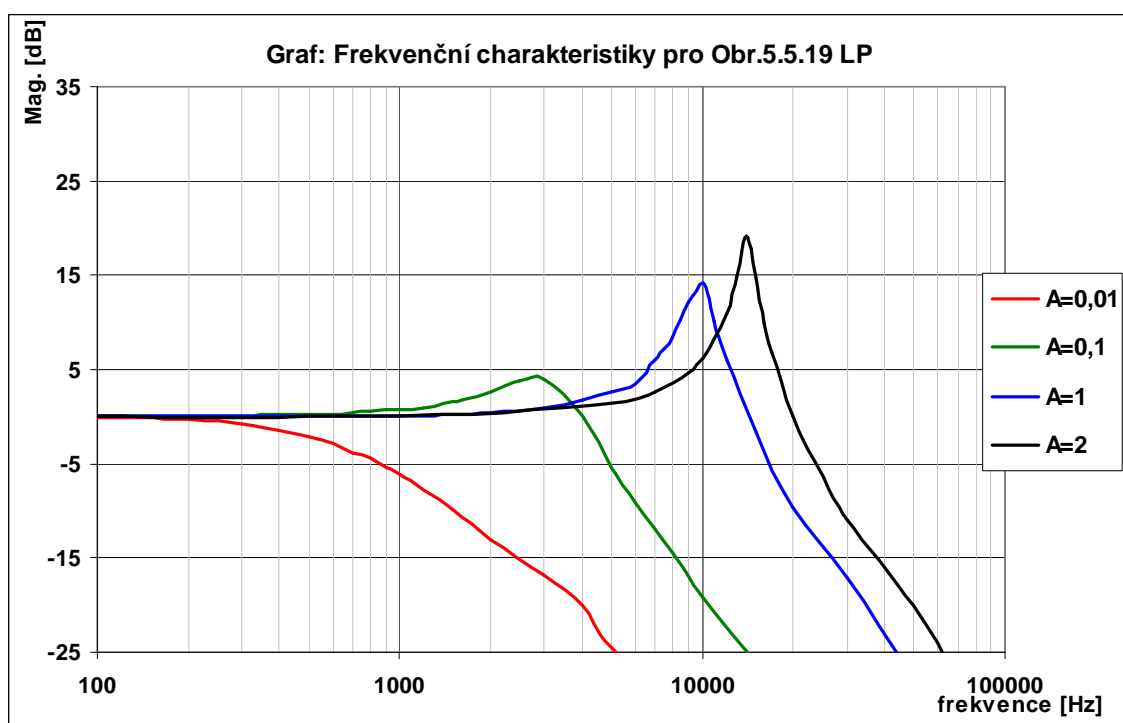


Pozn. Pro hodnotu zesílení $A=2$ je obvod nestabilní.

8. Výsledky měření pro schéma z obrázku 5.5.19



Pozn. Pro hodnotu zesílení $A=2$ je obvod nestabilní.



9. Výsledky měření pro schéma z obrázku 5.5.22

